

RADIO PLANS

ELECTRONIQUE

Loisirs

N° 443 Octobre 1984

13 f

**Amélioration des transitoires couleur
d'un téléviseur**

**SYSTELA, alimentation portable
0 - 40 V à découpage (Fin)**

**Dessin assisté par ordinateur
(Spectrum)**

Télévision par satellite

TDF 1 / CORONET

**une bataille de satellites
dans le ciel**

Booster BF 10 Watts

Belgique: 97FB - Suisse: 4 FS - Canada S: 2 - Espagne: 220 Pesetas - Tunisie: 136Dma

T 2438 - 443 - 13,00 F





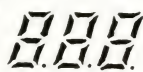
DISTRIBUTEUR
SIEMENS

343.31.65 +

11 bis, rue Chaligny 75012 PARIS

Métro : Reuilly Diderot - RER Nation

**SPECIALISTE CIRCUITS INTEGRÉS
ET OPTOELECTRONIQUE SIEMENS**



**CIF - JELT - JBC - APPLICRAFT - GI - ESM - PANTEC
TOUT PRODUIT CLASSIQUE DISPONIBLE**

TARIFS QUANTITATIFS INDUSTRIES et PROFESSIONNELS

**EXTRAIT DE TARIF ET LISTE DE FICHES
TECHNIQUES SUR SIMPLE DEMANDE**

Accompagné
de 10,50 F
en timbre

FORFAIT EXPEDITION PTT : 20.00 F pour toute commande

CONDENSATEURS POLYESTER METALLISES MKH PLASTIPUCES

B 32560 250V 3.3 nF	1.30	15 nF	1.40	68 nF	1.70	220 nF	2.10	1 µF	4.20
1 nF	1.30	4.7	1.30	22	1.40	100	1.90	330 nF	2.70
B 32562									
1.5 µF	1.30	6.8	1.30	33	1.40	100V 470	3.20	1.5	5.20
2.2 µF	1.30	10	1.40	47	1.50	150	1.90	680	4.00
								2.2	6.80

CONDENSATEURS CERAMIQUE PRO MULTICOUCHE XTR 5 mm 100 V

220 pF	1.50	1 nF	1.50	6.8 nF	1.60	33 nF	2.20	150 nF	4.00
330 pF	1.50	2.2 nF	1.50	10 nF	2.00	47 nF	2.50	220 nF	6.00
470 pF	1.50	3.3 nF	1.50	15 nF	2.00	68 nF	2.50		
680 pF	1.50	4.7 nF	1.60	22 nF	2.20	100 nF	3.00	> 2.2 nF	50 V

CERAMIQUE DISQUE TYPE II (1 pF à 4.7 nF. E 12) l'unité 0.80

CERAMIQUE DECOUPLAGE MULTICOUCHE SIBATIT 63 V. 5 mm

10 nF	1.00	22 nF	1.10	33 nF	1.20	47 nF	1.30	68 nF	1.40	100 nF	1.50
-------	------	-------	------	-------	------	-------	------	-------	------	--------	------

CONDENSATEURS POLYPROPYLENE DE PRECISION 2.5 %

De 10 pF à 33 nF. E 6 l'unité 2.50

MICRO SELFS pour C.I. 10 % Format résistance. B78

De 1 µH à 4.7 mH. E 6 l'unité 3.50

RESISTANCES 1/4 W : 0.30 F / 1/2 W : 0.30 F / 1 W : 0.70 F / 3 W : 8 F

MATERIEL UHF et TELEVISION

LM 311	13.00	SDA 2003 (promo)	100.00	TCA 4500 A	21.40
S576 B.C.	36.00	SDA 2010-A1	106.50	TDA 1046/47	28.40
7AB 0529	36.60	SDA 2112-2	55.90	TDA 1048	29.90
SAB 0600	33.70	SDA 2014	51.00	TDA 1195 B	25.00
SAB 3210	54.30	SO 41 P	15.50	TDA 4050 B	28.70
SAB 3211	25.50	SO 42 P	17.70	TDA 4290	33.50
SAB 3271	49.80	TBA 120S	12.00	TDA 4292	45.00
SAB 4209	75.00	TBA 231	14.00	TDA 4920	24.00
SAJ 141	50.30	TCA 205 A	32.00	TDA 7000	40.00
SAS 231 W	52.20	TCA 345 A	18.00	TFA 1001 W	36.00
SAS 251	41.20	TCA 780	27.00	TUA 2000	40.40
SAS 5800	30.00	TCA 965	20.00	UAA 170/180	22.00

µ 741 CP	4.50	NE 555 CP	5.00	LM 324 N	12.00
----------	------	-----------	------	----------	-------

REGUL. TO220. 7805 à 7824 11.00 7905/6/8/12/15/18/24 12.50

Nouveaux circuits télécommande infrarouge

Sorties directes 8 canaux SLB 3801 - Emetteur 40.00 F
SLB 3802 - Récepteur 55.00 F

OPTOELECTRONIQUE SIEMENS

Led Rectangulaire	2.70	Led 5 mm	1.70	Led 3 mm	1.70
Led Bicolore R.V.	8.00	Led 254	2.90	Led 1x1.5mm	3.70
INFRAROUGE : LED LD 271	3.30	Led clignotante	10.00		
		PHOTOTRANSISTOR BP 103 B	5.00		

AFFICHEUR A LED

	Pol Rouge	Vert		Pol Rouge	Vert
7 mm			10 mm		
HD 1075 chiffre AC	13.50	15.50	HD 1105 chiffre AC	13.50	15.50
HD 1076 signe AC	15.50	17.50	HD 1106 signe AC	15.50	17.50
HD 1077 chiffre KC	13.50	15.50	HD 1107 chiffre KC	13.50	15.50
HD 1078 signe KC	15.50	17.50	HD 1108 signe KC	15.50	17.50
			20 mm		
			DL 3401 chiffre AC	28.20	
			DL 3403 chiffre AC	28.20	
			DL 3406 signe AC + KC	29.20	

CONDENSATEURS CHIMIQUES - TANTALES GOUTTE - TRANSISTORS - DIODES - PONTS - CONNECTIQUE - COFFRETS - CIRCUIT IMPRIME - VOYANTS - INTERRUPTEURS - SOUDURE - MESURE - ETC...

DEMANDEZ L'EXTRAIT DE TARIF 10.50 F en timbres

RADIO PLANS

ELECTRONIQUE Loisirs

Société Parisienne d'Édition

Société anonyme au capital de 1 950 000 F. Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris. Direction-Rédaction-Administration-Ventes : 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19 - Tél. : 200.33.05.

Président-Directeur Général

Directeur de la Publication

Jean-Pierre VENTILLARD

Rédacteur en chef
Christian DUCHEMIN

Rédacteur en chef adjoint
Claude DUCROS

Courrier des lecteurs

Paulette GROZA

Publicité : Société auxiliaire de publicité, 70, rue Compans, 75019 Paris. Tél. : 200.33.05 C.C.P. 37-93-60 Paris.

Chef de publicité : **Mlle A. DEVAUTOUR**

Assistante : **E. LAUVERGEAT**

Service promotions : **S. GROS**

Direction des ventes : **J. PETAUTON**

Radio Plans décline toute responsabilité quant aux opinions formulées dans les articles, celles-ci n'engageant que leurs auteurs. Les manuscrits publiés ou non ne sont pas retournés.

« La loi du 11 mars 1957 n'autorisant aux termes des alinéas 2 et 3 de l'article 41, d'une part, que « copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective » et, d'autre part, que les analyses et les courtes citations dans un but d'exemple et d'illustration, « toute représentation ou reproduction intégrale, ou partielle, faite sans le consentement de l'auteur ou de ses ayants-droits ou ayants-causes, est illicite » (alinéa premier de l'article 40). Cette représentation ou reproduction, par quelque procédé que ce soit, constituerait donc une contrefaçon sanctionnée par les articles 425 et suivants du Code Pénal. »

Abonnements : 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.

France : 1 an 112 F - Étranger : 1 an 205 F (12 numéros).

Pour tout changement d'adresse, envoyer la dernière bande accompagnée de 2 F en timbres.

IMPORTANT : ne pas mentionner notre numéro de compte pour les paiements par chèque postal.

Ce numéro a été tiré Copyright ©1984 à 93900 exemplaires



Dépôt légal octobre 1984 - Editeur 1241 - Mensuel paraissant en fin de mois. Distribué par S.A.E.M. Transport-Presse. Composition COMPOGRAPHIA - Imprimeries SNIL Aulnay-sous-Bois et REG Torcy.

COTATION DES MONTAGES

Les réalisations pratiques sont munies, en haut de la première page, d'un cartouche donnant des renseignements sur le montage et dont voici le code :

temps :



Moins de 2 h de câblage



Entre 2 h et 4 h de câblage



Entre 4 h et 8 h de câblage



Plus de 8h

difficulté :



Montage à la portée d'un amateur sans expérience particulière



Mise au point nécessitant un matériel de mesure minimum (alim., contrôleur)



Montage nécessitant des soins attentifs et un matériel de mesure minimum



Une excellente connaissance de l'électronique est nécessaire ainsi qu'un matériel de mesure évolué (scope, géné BF, contrôleur, etc.)

dépense :



Prix de revient inférieur à 200 F



Prix de revient compris entre 200 F et 400 F



Prix de revient compris entre 400 F et 800 F



Prix de revient supérieur à 800 F

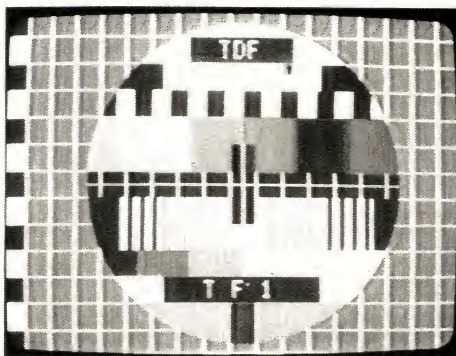
SOMMAIRE

N° 443 OCTOBRE 1984

Réalisation

19 | Booster 10 W

27 | Décodeur quadristandard



47 | Mise en forme des signaux issus de cassettes pour μ -ordinateur



64 | Circuit d'amélioration des transitoires couleur

75 | Systela 140 (fin)

91 | Télécommande «arrêt» à coupure totale



Technique

59 | TDF 1/CORONET ou une bataille de satellites dans le ciel

57 | Liste des satellites géostationnaires (1^{ère} partie)

Micro-Informatique

22 | Tracé des courbes de réponse vitesse à un échelon de courant sur haut-parleur (ZX 81)

71 | D.A.O. programme sur SPECTRUM



97 | Des cassettes de SPECTRUM pour ORIC

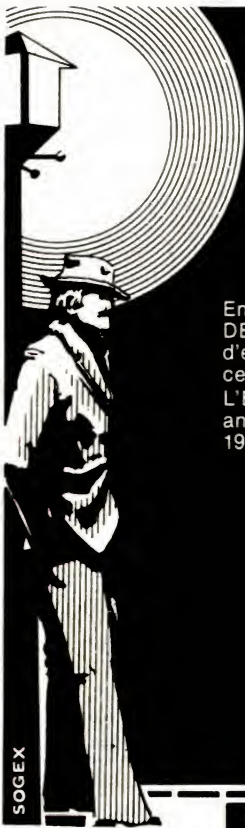
Divers

52 | Page circuits imprimés

86 | Précisions sur Canal Plus

89 | Infos

Ont participé à ce numéro: M. Barthou, C. Basso, J. Ceccaldi, F. de Dieuleveult, P. Gueulle, M.-A. de Jacquilot, F. Jongbloët, . de Mausy, S. Nueffer, M. Rateau, J. Sabourin, R. Scherer.



devenez detective

En 6 mois, l'ECOLE INTERNATIONALE DE DETECTIVES-EXPERTS (organisme privé d'enseignement à distance) vous prépare à cette brillante carrière.
L'E.I.D.E. est la plus importante et la plus ancienne école de détectives fondée en 1937.

Formation complète pour détectives privés. Certificat de scolarité en fin d'études. Possibilités de stages dans un bureau ou une agence de détectives.
Gagnez largement votre vie par une situation BIEN A VOUS. N'HESITEZ PAS.

Demandez notre brochure gratuite n° F22 à :

**E.I.D.E., 11 Fbg Poissonnière
75009 Paris**
BELGIQUE : 13, Bd Frère-Orban
4000 Liège

BON

pour recevoir
votre brochure gratuite :

NOM

PRENOM

ADRESSE

CODE POSTAL [] [] [] [] VILLE

St QUENTIN RADIO

6, rue St-Quentin, 75010 PARIS

a le plaisir de vous
annoncer la naissance de
son 2^e CATALOGUE
126 pages / 21 x 29,7

20 f au comptoir

20 f + 8 f par correspondance

CE CATALOGUE ANNULE LE PRÉCÉDENT

239.23.61



**DÉTIENT PEUT ÊTRE
LA SOLUTION DE VOS
PROBLÈMES DE
COMPOSANTS**

**MICROPROCESSEURS • MÉMOIRES
QUARTZ • LINÉAIRES • TTL
CONNECTIQUE • OPTO • C MOS
COMPOSANTS JAPONAIS**

VENTE PAR CORRESPONDANCE
Nous expédions dans toute la France
et à l'étranger vos commandes
DANS LA JOURNÉE MÊME
sauf en cas de rupture de stock

PAR CORRESPONDANCE COMPTER 30 F DE PORT - ASSURANCE ET EMBALLAGE. Par contre-remboursement : 50 % à la commande + 40 F (port, etc...). Pour l'étranger : contre-remboursement 50 F timbres (coupons internationaux). Nos prix sont donnés à titre indicatif TVA de 18,6 comprise et peuvent varier à la hausse ou à la baisse.

87, RUE DE Flandre (cité des Flamands) -
75019 PARIS - Tél. : 239.23.61
 Métro : Riquet et Crimée - Parking très facile

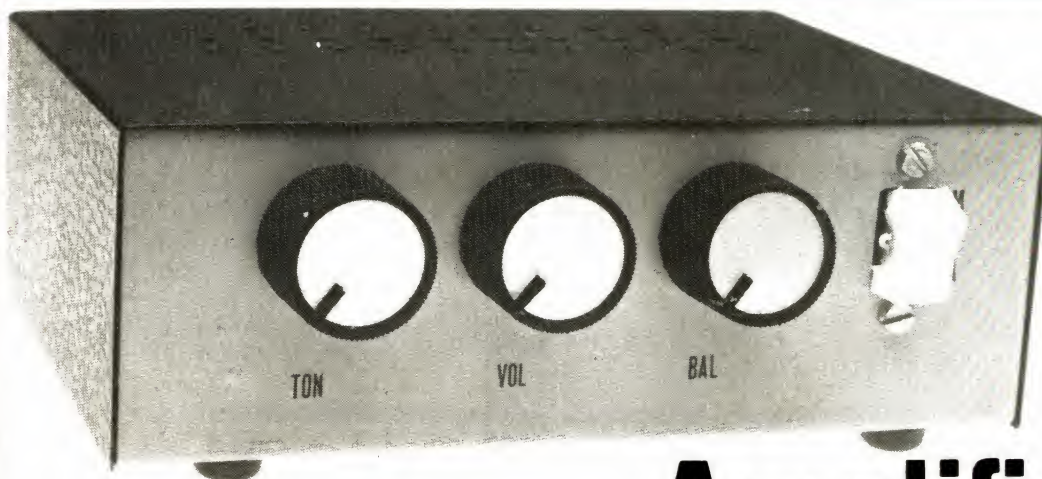
CP/M-MS/DOS-UNIX

vient de paraître




prix : 96^F
port compris

Commande et règlement à l'ordre de la
LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
 43, rue de Dunkerque, 75480 Paris Cedex 10



**2×
10 W**

Amplificateur BF stéréo

temps: 
difficulté: 
dépense: 

Le marché des auto-radios s'est considérablement développé et les caractéristiques de ces appareils n'ont cessé de s'améliorer. Pour procurer à l'utilisateur un confort d'écoute satisfaisant les fabricants de circuits intégrés ont étudié des amplificateurs BF de plus en plus puissants.

Les progrès techniques ont ainsi permis une augmentation de la puissance dissipée par les chips qui est accompagnée d'une réduction du taux de distorsion et d'une meilleure protection contre tous les maux dont ces composants étaient les victimes à leurs débuts.

Le TDA 2004 est l'un des produits issus de la recherche précitée. Il s'agit d'un double amplificateur BF en boîtier multiwatt qui délivre allègrement 10 W sur 2 Ω et sur chaque voie. Il est protégé à la fois contre les court-circuit en sortie, l'emballement thermique, les surtensions, les inversions de polarité, les charges trop selfiques et pour terminer contre l'absence de charge en sortie. Electriquement parlant il est quasiment indestructible.

Certes 20 W dans le volume restreint qu'offre un véhicule peut sembler insupportable mais qui peut le plus peut le moins et si l'industrie automobile a fait des progrès en matière d'insonorisation, certains véhicules sont restés bruyants à vitesse soutenue. C'est le cas des poids lourds par exemple dont le niveau sonore est supérieur à celui des véhicules particuliers. D'autre part il n'est pas interdit d'utiliser cet ampli pour toute autre application que celle de complément à un auto-radio déficient.

Schéma de principe

Le montage que nous vous proposons est directement issu de la note d'applications du TDA 2004. IL permet en particulier de disposer de 2 fois 10 W sur une charge de 2 Ω à condition toutefois de lui appliquer un signal de niveau suffisant, signal que l'on pourra par exemple prélever aux bornes du potentiomètre de volume d'un auto-radio quelque peu insuffisant du point de vue de la puissance délivrée. Le schéma de la figure 1 laisse apparaître la configuration stéréophonique du montage

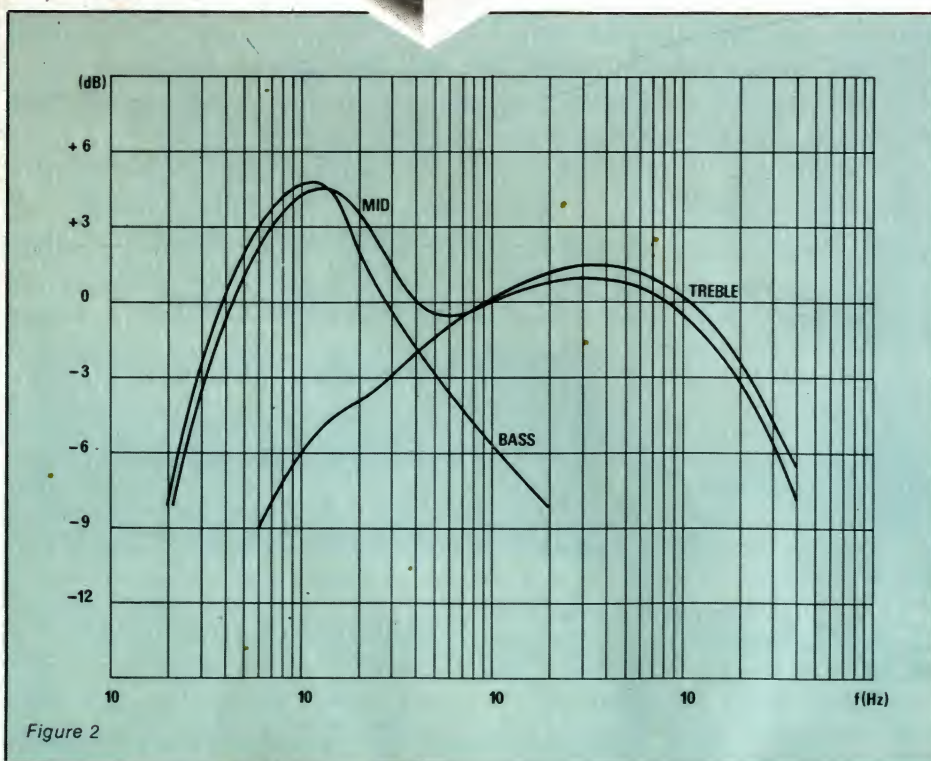
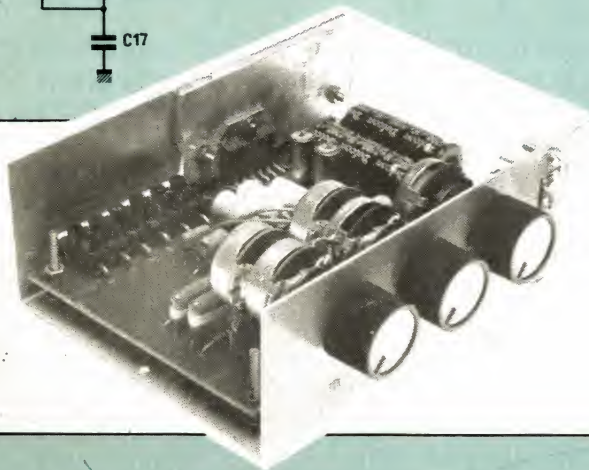
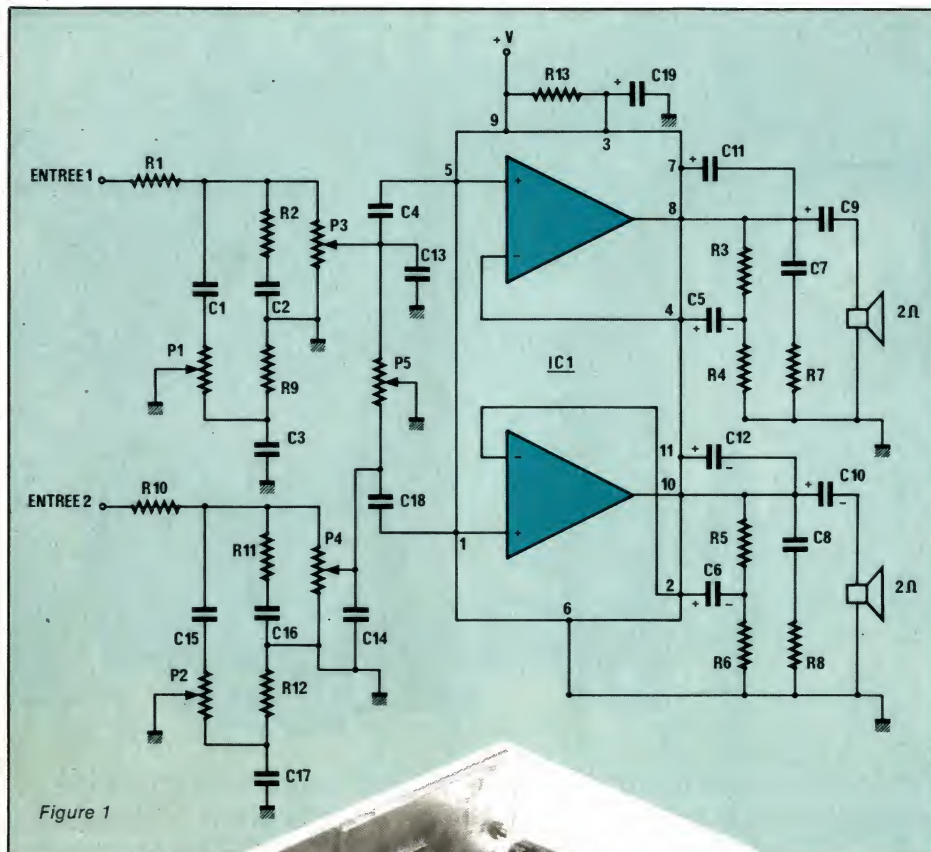
puisque les 2 étages sont rigoureusement identiques. Les potentiomètres P₁ et P₂ permettent un réglage de tonalité dont la courbe est visible sur la figure 2. Les deux potentiomètres P₃ et P₄ qui peuvent être jumelés ou non agissent sur le niveau du signal appliqué à l'entrée de l'amplificateur (potentiomètre de volume). P₃, quant à lui, règle la balance entre les deux voies.

Le gain de chaque amplificateur dépend du rapport des résistances R₃, R₄ (R₅ et R₆ pour la 2^e voie). L'alimentation étant asymétrique, le condensateur C₉ (C₁₀) assure la liaison entre la sortie de l'amplificateur

et sa charge. Le condensateur C₁₁ (C₁₂), assure le « bootstrapping » qui réduit ainsi les défauts du transistor d'attaque de l'étage final. La branche C₇-R₇ (C₈-R₈) outre l'adaptation de l'impédance de sortie de l'ampli à celle du haut-parleur réduit pour sa part les bruits dus aux transitoires de commutation à la mise en marche et à l'arrêt du montage.

Réalisation pratique

Le circuit imprimé supporte tous les composants, y compris les potentiomètres, qui seront par conséquent



des modèles à picots pour circuit imprimé. Ce circuit est donné à la figure 3 et l'implantation des composants à la figure 4.

Les potentiomètres de tonalité et de volume sont des modèles double à commande unique ce qui évite un tatouement pénible à chaque réglage. Les liaisons vers le monde extérieur (entrée, sortie, alimentation de l'amplificateur) sont réalisées grâce à une bande de dominos qui évitent la recherche de prises d'un type plus ou moins délicat à trouver dans le commerce.

Mise en coffret

Le modèle que nous avons retenu est un modèle ESM EM 14/05. La face avant a été percée pour permettre le passage des axes de potentiomètre plus un interrupteur marche-arrêt. Le circuit imprimé est fixé à la partie inférieure du boîtier à l'aide de 4 vis et d'écrous formant entretoises. Le radiateur du circuit intégré est fixé à la face arrière en intercalant une lame d'aluminium de 5 mm d'épaisseur qui accroît ainsi localement le pouvoir dissipateur. Pour finir une fenêtre est prévue dans cette même face arrière pour permettre la liaison avec la série de dominos.

Utilisation

Celle-ci est laissée à votre choix. Il convient toutefois de noter qu'il ne faut en aucun cas dépasser 18 V d'alimentation ni utiliser de charge de valeur inférieure à 1,6 Ω.

Si un accrochage se produit lors de l'utilisation, ne pas hésiter à bien découpler l'arrivée de l'alimentation par exemple avec un condensateur chimique de 4 700 μF, 25 volts. Nous souhaitons enfin que ce petit appareil améliore très sensiblement votre confort d'écoute (appréciable dans les embouteillages).

F. Jongbloët

Nomenclature

Résistances 1/4 W 5 %

R1, R10 : 5,6 kΩ	P1, P2 : 2 × 100 k
R2, R11 : 47 kΩ	P3, P4 : 2 × 100 k
R9, R12 : 27 kΩ	P5 : 100 kΩ
R13 : 120 kΩ	
R3, R5 : 1 kΩ	
R4, R6 : 33 Ω	
R7, R8 : 1 Ω	

Condensateurs

C₁, C₁₅ : 47 nF
 C₃, C₁₇ : 0,15 µF
 C₂, C₁₆ : 2,2 nF
 C₄, C₁₈ : 0,22 µF
 C₁₃, C₁₄ : 22 nF
 C₁₁, C₁₂ : 100 µF 25 V
 C₅, C₆ : 100 µF 25 V
 C₇, C₈ : 0,1 µF
 C₉, C₁₀ : 2200 µF 16 ou 25 V

Divers

1 coffret ESM EM 14/05
 1 inter M-A
 6 dominos Ø 2,2 mm

Semi-conducteur IC₁ : TDA 2004

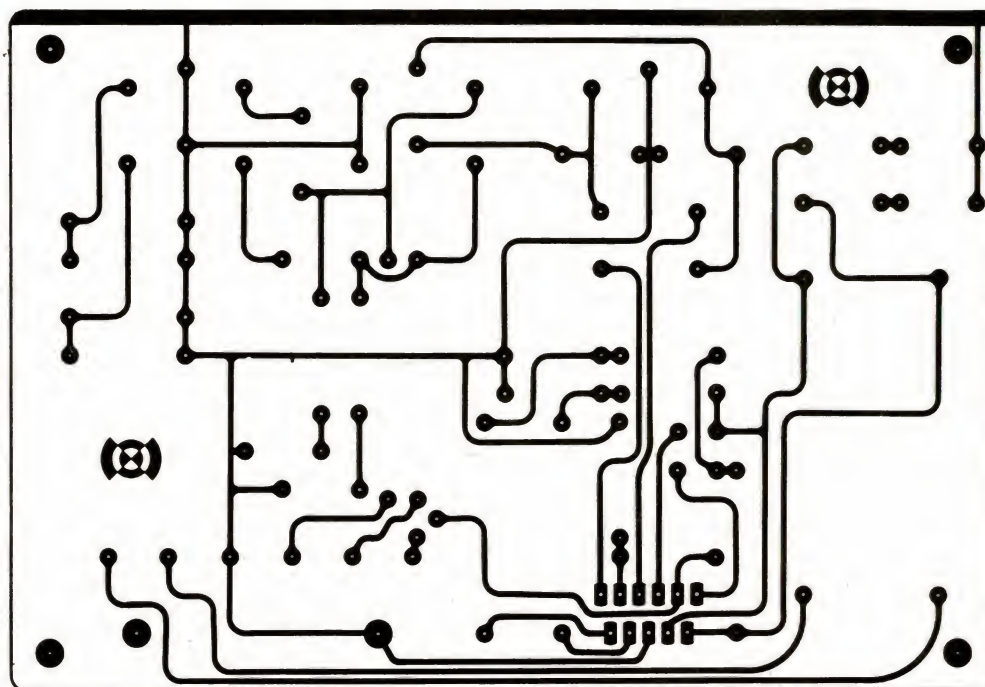
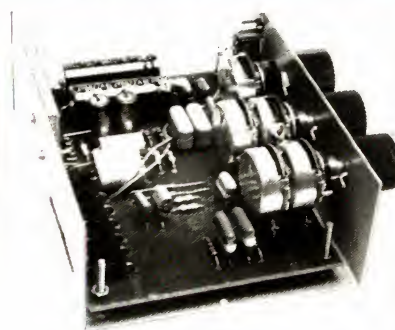


Figure 3

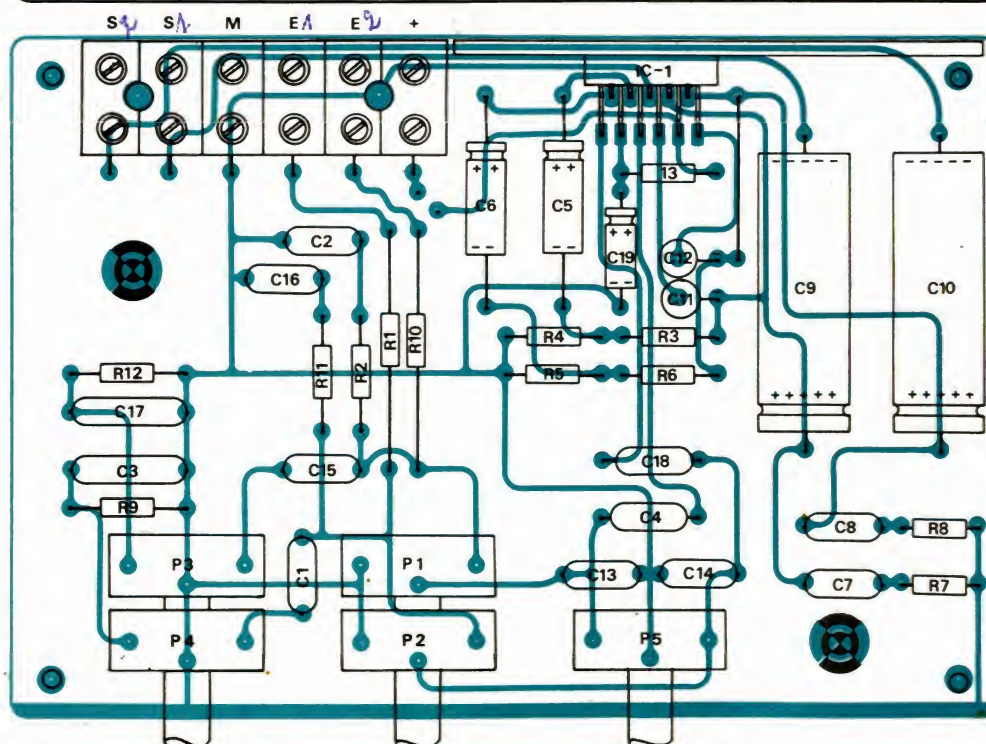


Figure 4

Programme BASIC pour le tracé des courbes de réponse vitesse à un échelon de courant sur haut-parleurs (ZX 81)



Pour continuer le chapitre des programmes concernant les courbes de haut-parleurs, il nous faut effectuer le tracé de la réponse vitesse à une sollicitation en échelon de courant du système électro-mécanique que constitue le haut-parleur.

Même si nous utilisons ici les données du constructeur, il sera plus judicieux d'effectuer des relevés pratiques, le haut-parleur étant placé sur un baffle plan de dimensions suffisantes.

A toutes fins utiles, rappelons que l'article «Paramètres du Haut-Parleur» paru dans R.P. N° 438 traite du même sujet sur le plan pratique.

Si ce programme permet d'étudier l'influence des paramètres physiques sur la réponse Vitesse d'un haut-parleur, à dimensions variables par le calcul, il faut préciser qu'il y a d'autres possibilités d'agir sur la réponse des systèmes existants en utilisant des boucles d'asservissement adéquates. La connaissance du comportement du système traité est indispensable.

Rappels

Le programme utilise l'équation de la vitesse, mentionnée dans l'article déjà cité :

$$V_x^* = \frac{Bl}{K_{MS}} \cdot \frac{\omega_0}{\sqrt{1 - \zeta^2}} \cdot e^{-\zeta \omega_0 t} \cdot \sin(\omega_0 \sqrt{1 - \zeta^2} \cdot t) \cdot I$$

Cette relation s'obtient par dérivation de l'équation du déplacement du diaphragme où interviennent les forces suivantes :

— accélération :

$$M \frac{d^2 x}{dt^2}$$

— frottement visqueux :

$$fv \frac{dx}{dt}$$

— rappel :

Kx

— déplacement :

$Bl \cdot I$

x représente l'élongation mesurée à partir de la position d'équilibre. Dans la terminologie utilisée pour le haut-parleur, nous aurons :

— Masse mobile : $M = M_{MD}$ exprimée en Kg

— Frottement visqueux : $fv = R_{MS}$ en Ns/m ou Résistance mécanique.

Figure 1

COURBE DE REPONSE VITESSE A UN ECHELON DE COURANT DU HAUT-PARLEUR.

DONNEES A INTRODUIRE

MASSE MOBILE: M EN KG
COMPLIANCE: C EN M/N
FROTTEMENT MECAN.: RM EN KG/S
FACTEUR DE FORCE : BL EN N/A
ECHEL. DE COURANT: I EN A

```

10 REM "ECHELON DE COURANT SUR
H.P."
20 PRINT "COURBE DE REPONSE VI
TESSE"
30 PRINT " A UN ECHELON DE COU
RANT"
40 PRINT " DU HAUT-PARLEUR.
"
42 PRINT
45 PRINT " *****"
46 PRINT
48 PRINT
50 PRINT "DONNEES A INTRODUIRE
"
55 PRINT "-----"
56 PRINT
60 PRINT
70 PRINT "MASSE MOBILE: M EN KG
"
75 PRINT " "
80 PRINT "COMPLIANCE: C EN M/
N"
85 PRINT " "
90 PRINT "FROTTEMENT MECAN.: RM
EN KG/S"
95 PRINT " "
100 PRINT "FACTEUR DE FORCE : BL
EN N/A"
105 PRINT " "
110 PRINT "ECHEL. DE COURANT: I
EN A"
115 PRINT " "
130 PAUSE 500
140 CLS
150 PRINT "INTRODUIRE: M="
160 INPUT M
170 PRINT AT 0,15;M
180 PRINT "INTRODUIRE: C="
190 INPUT C
200 PRINT AT 1,15;C
210 PRINT "INTRODUIRE: RM="
220 INPUT RM
230 PRINT AT 2,15;RM
240 PRINT "INTRODUIRE: BL="
250 INPUT BL
260 PRINT AT 3,15;BL
270 PRINT "INTRODUIRE: I="
280 INPUT I
290 PRINT AT 4,15;I
300 PAUSE 200
310 CLS
315 REM "CALCULS PRELIMINAIRES"
320 LET AM=RM/(2*50R (M/C))
330 PRINT "COEFF. D*AMORTISS.: A
M="

```

```

332 LET BM=(INT (1000*AM))/1000
340 PRINT AT 0,22;BM
345 PRINT AT 0,27;" "
350 LET CPNA=50R (M*C)
360 LET FPNA=1/(2*PI*CPNA)
365 PRINT
370 PRINT "FREQ PROP NON AMORT:
HERTZ"
375 LET FNA=(INT (100*FPNA))/10
0
380 PRINT AT 3,20;FNA
385 PAUSE 300
390 CLS
392 DIM G(60)
394 DIM H(60)
400 LET PA=1/(CPNA*(50R (1-(AM*
*2))))
410 FOR P=1 TO 60
415 LET T=P/(15*FPNA)
420 LET YI=SIN (PA*T)*(EXP -(AM
*(T/CPNA)))
425 LET YJ=BL*C*PA*YI*I
430 LET Y=20*BL*C*PA*YI*I+20
432 LET G(P)=(INT (T*1000))/100
0
434 LET H(P)=(INT (YJ*100))/100
440 PLOT P,Y
445 PRINT AT 11,(P+1)/2;" "
450 NEXT P
452 PRINT AT 11,0;" "
455 PRINT AT 0,10;"REPONSE EN V
ITESSE"
460 PRINT AT 1,10;"-----"
465 PRINT AT 3,16;"I= A",AT
3,16;I,AT 4,16;"-----"
470 PRINT AT 12,8;"F";AT 12,15;
"2F",AT 12,22;"3F"
480 PAUSE 1000
490 CLS
495 PRINT AT 0,1;"TEMP5";AT 0,1
1;"VITESSE"
500 FOR P=2 TO 60 STEP 2
510 PRINT TAB 1;G(P);TAB 12;H(P
)
520 IF P=34 THEN GOSUB 1000
530 NEXT P
990 GOTO 1030
1000 INPUT A$
1010 CLS
1020 RETURN
1030 PRINT AT 14,3;"DONNEES"
1040 PRINT AT 16,1;" M=";M;AT 16
,12;"C=";C;AT 16,22;"RM=";RM;AT
17,1;"BL=";BL;AT 17,12;"I=";I

```

Le frottement provoque une dissipation de chaleur et l'amortissement du système.

— Rappel : $K = K_{MS} = (1/C_{MS})$ en N/m ou Raideur.

La compliance C_{MS} se rencontre plus fréquemment dans les données.

— Déplacement : Bl en N/A ou Facteur de force.

Ce facteur n'a pas d'appellation propre et correspond, malgré ses unités (N/A), au produit d'une induction par une longueur. B et l sont ici indissociables.

Le courant I s'exprime en Ampères.

Induction B et longueur l utiles dépendent de la technologie du moteur linéaire du haut-parleur : bobine longue ou courte.

Ces paramètres sont reliés par les relations suivantes :

Pulsation propre non amortie :

Exploitez le formidable pouvoir de la Confiance en Soi et tout vous réussira.



Si vous restez dans votre coin à attendre la considération des autres, la réussite sociale, sentimentale, vous n'obtiendrez rien. La vie donne à celui qui sait prendre. Je vous offre l'occasion unique d'expérimenter dans votre vie quotidienne la sûreté de vous.

Vous plairez par votre facilité à communiquer.

Vous serez considéré et apprécié par votre entourage : entre deux portes, vous prendrez le temps d'offrir à votre collègue une poignée de main ferme et chaleureuse.

Vous réussirez auprès de l'autre sexe : la Confiance en Soi est capitale en ce domaine.

Vous obtiendrez plus vite que les autres les services que vous désirez.

Vous prendrez la parole avec assurance, vous défendrez vos opinions avec calme, vous n'aurez que faire du jugement des autres. Au fond d'eux-mêmes, ils vous envieront. **C'est vous qui déciderez de votre vie;** vous sortirez d'un magasin avec l'article qui vous plaît, fier de ne pas vous être laissé influencer par le vendeur.

Vous saurez vous mettre en valeur : vous aurez l'attitude assurée qui plaît à l'employeur, vous saurez mieux que les autres vous mettre en valeur. On reconnaîtra vos qualités. Vous décrocherez le contrat désiré.

Vous séduirez par votre confiance en vous et vous aurez de nombreux amis : vous animerez une soirée avec entrain et bonne humeur, ayant pour chacun un mot cordial. Vous oserez inviter à danser. Des journées comme celle-ci, faites d'une succession de moments plus agréables, plus passionnants, plus heureux les uns que les autres, je vous en promets 365 par an grâce au formidable pouvoir de la Confiance en Soi que vous allez vous forger très rapidement en appliquant la méthode que j'ai réalisée avec soin tout spécialement pour vous. Envoyez-moi aujourd'hui même le bon ci-dessous et je vous adresserai gratuitement, par retour, un intéressant livret traitant, entre autre, de la Confiance en Soi.

Maurice OGIER

Institut Français de la Communication, service 907
6 rue de la Plaine, 75020 Paris, France.

GRATUIT

Le fantastique pouvoir de la Confiance en Soi.

Je désire recevoir gratuitement et par retour le livret traitant, entre autre, du fantastique pouvoir de la Confiance en Soi. ☐ M. ☐ Mme ☐ Mlle

Nom.....

Prénom.....

Adresse.....

Age..... Profession.....

Bon gratuit à retourner à Maurice OGIER
Institut Français de la Communication, Service 907
6 rue de la Plaine, 75020 Paris, France.
Pour l'Afrique, joindre 2 coupons-réponse.

Micro-Informatique

$$\omega_0^* = \sqrt{\frac{K_{MS}}{M_{MD}}}$$

* Les oublis dans l'article N° 438 sont corrigés ici.

Coefficient d'amortissement :

$$\zeta = \frac{R_{MS}}{2K_{MS}} \cdot \omega_0$$

La pulsation amortie est :

$$\omega_r = \omega_0 \sqrt{1 - \zeta^2}$$

Les intervalles de temps égaux F , $2F$, $3F$ (figures 2 et 3) correspondent à la période amortie : $T_r = 1/F_r$

Symboles de programmation et paramètres

Pour la programmation, les symboles sont redéfinis tels que suit :

- Masse mobile : M_{MD} M
- Compliance : C_{MS} C
- Résistance Mécanique : R_{MS} RM

Les autres paramètres rencontrés sont :

- AM : Coefficient d'amortissement (ζ)

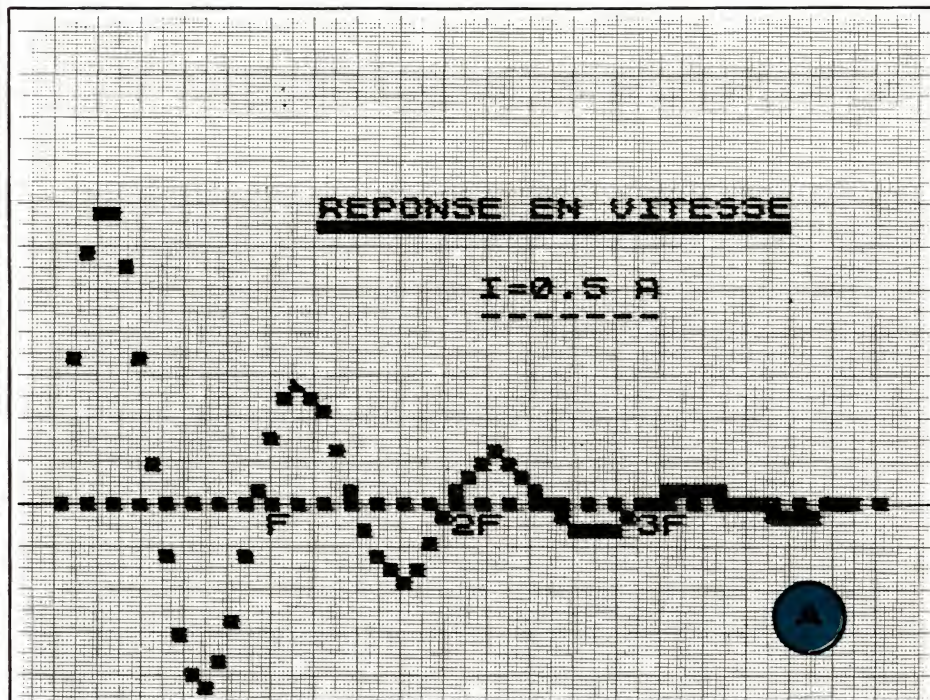


Figure 2

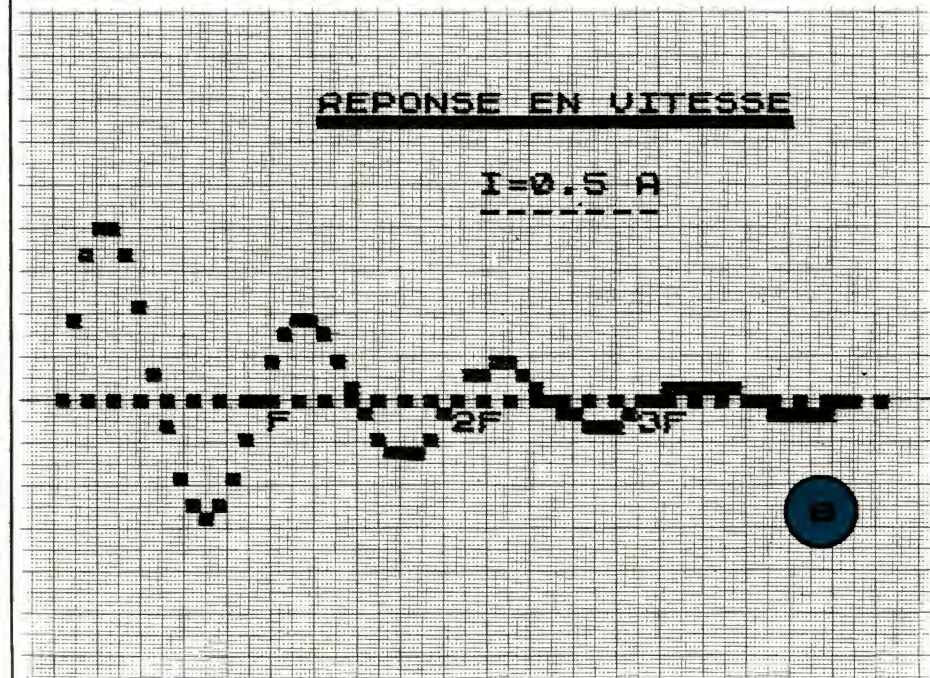


Figure 3

SPÉCIFICATIONS	SYMBOLE	VALEUR		UNITÉ
Variante bobine mobile		2 CA 14	4 CA 14	
Impédance nominale	Z	8		Ω
Module minimal de l'impédance	Z_{min}	7 @ 200 Hz	6,8 @ 100 Hz	Ω
Résistance au courant continu	R_{scc}	6,3	5,4	Ω
Inductance de la bobine mobile	LBM	840	2150	μH
Fréquence de résonance	f_s	27 ± 4	23 ± 3	Hz
Compliance de la suspension	C_{MS}	$1,4 \cdot 10^{-3}$		mN^{-1}
Facteur de qualité mécanique	Q_{MS}	3,25	4,06	
Facteur de qualité électrique	Q_{ES}	0,31	0,47	
Facteur de qualité total	Q_{TS}	0,28	0,42	
Résistance mécanique	R_{MS}	1,22	1,18	$kg s^{-1}$
Masse mobile	M_{MD}	$23,38 \cdot 10^{-3}$	$32,9 \cdot 10^{-3}$	kg
Diamètre émissif de la membrane	D	0,196		m
Surface émissive de la membrane	S_D	0,0301		m^2
Diamètre de la bobine mobile	d	46,3		mm
Nature du support de la bobine		Aluminium		
Hauteur du bobinage	h	14		mm
Nombre de couche du bobinage	n	2	4	
Induction dans l'entrefer	B	1,26	0,98	T
Flux dans l'entrefer	Φ	$1,10 \cdot 10^{-3}$	$0,855 \cdot 10^{-3}$	Wb
Energie magnétique du moteur	W	0,812	0,757	Ws ou J
Facteur de force du moteur	BL	11,40	7,60	NA^{-1}
Volume de l'entrefer	V_E	$1,286 \cdot 10^{-6}$	$1,982 \cdot 10^{-6}$	m^3
Hauteur de l'entrefer	H_E	6		mm
Diamètre de l'aimant ferrite	$\varnothing A$	120		mm
Hauteur de l'aimant	B	20		mm
Masse de l'aimant		0,87		kg
Masse du haut-parleur		2,455		kg
Niveau d'efficacité caractéristique	η	91 (W)	86,6 (W)	dB SPL
Puissance nominale		60	80	W
Facteur d'accélération	Γ	487	231	$ms^{-2} A^{-1}$
		A	B	

Exemple de fiche constructeur, marque «AUDAX».

— CPNA : Période propre non amortie ($2\pi/\omega_0$)

— FPNA : Fréquence propre non amortie ($\omega_0/2\pi$)

La courbe est centrée par ajout de 20 et amplifiée par un facteur de 20. Ces valeurs sont, bien sûr, absentes du tableau des résultats.

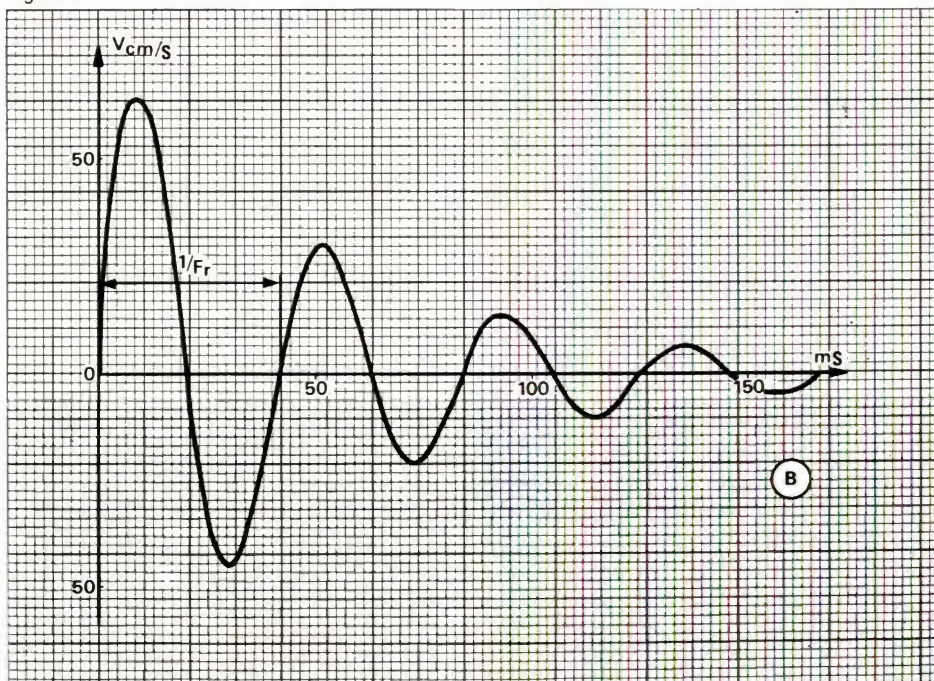
La quantité Y est destinée à l'affichage.

La quantité YJ est destinée au tableau.

La variable temps est «T». Elle est exprimée en valeur réduite pour l'affichage de manière à obtenir environ quatre périodes sur l'écran.

A titre d'exemples, nous utilisons une fiche AUDAX concernant deux haut-parleurs de basses : A et B.

Figure 4



Commentaires

Pour ceux qui n'ont pas d'imprimante, les valeurs sont sorties sur tableau en fin d'opération, voir figure 5.

Le déroulement du programme s'effectue de la façon suivante :

— Affichage des données à introduire comme indiqué sur la figure 1, pause 500 ligne 130.

— Après introduction une à une des données : M, C, RM, BL, I, une pause s'établit, pause 200 ligne 300.

Au passage, on affiche l'amortissement calculé et la fréquence propre, pause 300 ligne 385.

La courbe s'inscrit sans intervention et dure le temps de la pause 1000 ligne 480.

Ensuite, le tableau s'affiche en deux temps, la deuxième partie s'obtient par appui sur la touche NEW LINE.

Pour obtenir des courbes optimales en amplitude, il y aura lieu de choisir la valeur de l'échelon de courant comme suit :

$$0,5 < I < 2A$$

Pour avoir un tableau contenant tous les points de la courbe ; il faut modifier les lignes suivantes :

```
500 FOR P = 1 TO 60
520 IF P = 21 OR P = 42 THEN GOBSUB 1000
1030 STOP
```

et supprimer 1040.

Le passage d'une partie du tableau à la suivante s'effectue toujours par NEW LINE.

La variable « Temps » est établie pour obtenir 4 périodes sur 60 points. Ce format est imposé par l'affichage sur écran par ordinateur.

TEMPS	VITESSE
.005	0.53
.011	0.63
.017	0.73
.022	-0.13
.028	-0.42
.034	-0.41
.039	-0.16
.045	0.15
.051	0.3
.056	0.23
.062	-0.3
.068	-0.16
.073	-0.21
.079	-0.13
.085	.01
.09	0.12
.096	0.13

TEMPS	VITESSE
0.102	.06
0.108	-.04
0.113	-0.1
0.119	-.09
0.125	-.03
0.13	.04
0.136	.06
0.142	.04
0.147	0
0.153	-.04
0.159	-.05
0.164	-.03
0.17	0

DONNES		
M=.0329	C=.0014	RM=1.18
BL=7.6	I=0.5	

Figure 5



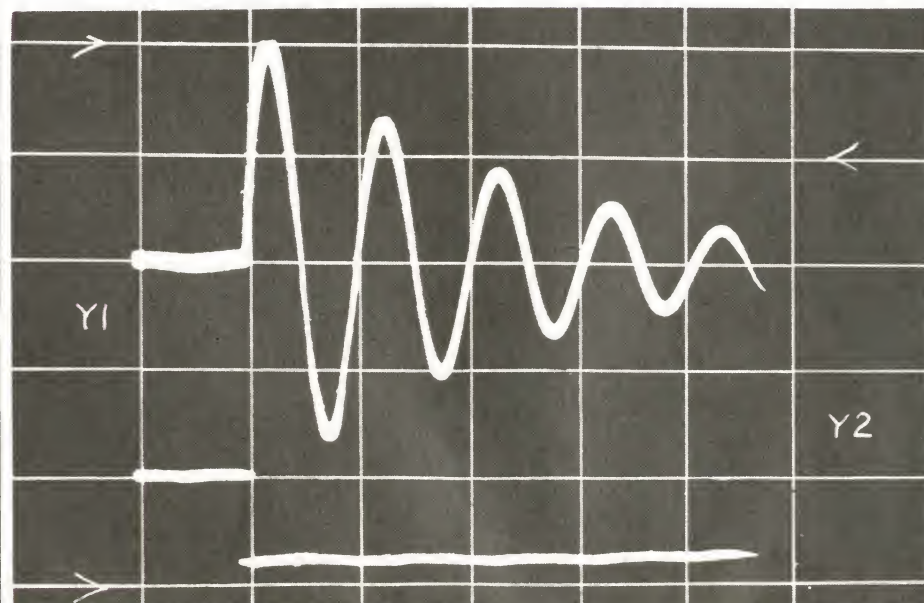
Courbes additionnelles

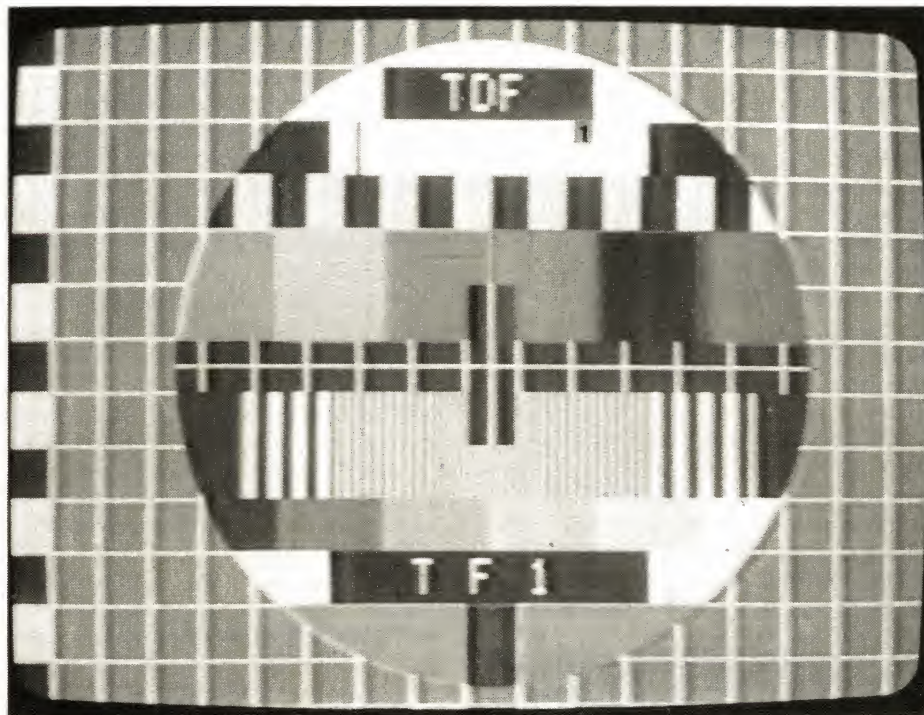
La courbe figure 4 est la même que la figure 3, mais plus détaillée. Elle permet de vérifier que le rapport inversé d'une elongation sur l'autre, par rapport à l'axe zéro, est constant. (Voir R.P. N° 438).

Par ailleurs, l'abaque d'amortissement, du même numéro, permet de retrouver le coefficient d'amortissement du système. Nous laissons le soin au lecteur d'effectuer cette vérification.

Le cliché 1 montre une courbe de réponse en vitesse telle qu'elle peut être visualisée sur un écran d'oscilloscope. Cette courbe pourra être obtenue à partir, par exemple, d'un calculateur analogique plutôt que d'un capteur à induction qui nécessite un rajout sur le diaphragme.


R.S.





temps: 

difficulté: 

dépense: 

Décodeur quadristandard

Les différents standards

Dans cet article nous appellerons standard les caractéristiques déterminant la transmission des informations de couleur. Il existe trois systèmes différents, dans l'ordre chronologique de leur apparition : le NTSC, le PAL et le SECAM ; à ces trois systèmes il faut ajouter un cas particulier : le NTSC 4.43. Et pour bien différencier les deux systèmes NTSC, on a pris l'habitude de les citer accompagnés d'une valeur approchée de la fréquence de sous-porteuse :

NTSC 3,58 ou NTSC 4,43. Notons pour la petite histoire, que d'autres systèmes de transmission ont été mis au point mais qu'aucun d'entre eux n'a été retenu. En général ces systèmes péchaient par leur incompatibilité avec les systèmes noir et blanc existant.

Le système NTSC

Le NTSC a pris le nom du comité qui l'a préconisé : National Television System Committee en décembre 1953. Ce standard est basé sur le système de télévision en noir et blanc à 525 lignes et 60 trames par seconde. Norme M du CCIR.

En pratique il n'est utilisé qu'avec les normes M ou N dans les pays

Il est bien connu que la densité d'intégration des circuits intégrés croît en permanence. La taille des motifs élémentaires des circuits intégrés les plus performants avoisine un micron. Cette plus haute intégration permet la réalisation de systèmes plus complexes avec un même encombrement ou de systèmes de complexité équivalente avec un encombrement réduit.

Dans cet article consacré à un décodeur quatristandard équipé d'un circuit intégré RTC TDA 4550 ou TDA 4555 on comparera la complexité du système avec le décodeur bistandard PAL/SECAM équipé des circuits Thomson TEA 5620 TEA 5630 (Radio Plans N° 428).

Le TDA 4555, décodeur quatristandard monochip de la nouvelle génération, remplace avantageusement les anciens circuits : un ou plusieurs circuits intégrés par standard, qu'il s'agisse de décodage direct ou d'un circuit maître et autant de circuits de transcodage que de standards désirés.

ayant un réseau à 60 Hz. États-Unis, Canada, Japon et Pays d'Amérique du Sud. On a souvent tendance à penser que les trois systèmes sont totalement différents mais en fait ils présentent plus de similitudes que de différences. Les différences portent essentiellement sur le type de modulation adopté pour transmettre les signaux de chrominance.

L'étude du National Television System Committee a permis de préciser les aspects fondamentaux de la

télévision en couleur, conservés pour les autres systèmes.

Quel que soit le système, le tube analyseur d'image fournit les signaux E_R , E_V , E_B . Par un quelconque procédé il faut transmettre ces informations au récepteur, et au tube bien sûr.

Le signal de luminance est obtenu par l'addition pondérée des signaux E_R , E_V , E_B . Et on a :

$$E_Y = 0,59 E_R + 0,30 E_V + 0,11 E_B$$

Réalisation

Ce signal E'_Y est le signal noir et blanc, et pour assurer la compatibilité récepteur noir et blanc-récepteur couleur il doit être envoyé séparément. Les signaux de chrominance sont appelés E'_I et E'_Q et définis par les relations :

$$E'_I = -0,27(E'_B - E'_Y) + 0,74(E'_R - E'_Y)$$

$$E'_Q = 0,41(E'_B - E'_Y) + 0,48(E'_R - E'_Y)$$

Ou encore pour montrer que ces signaux comportent bien les trois informations E'_R , E'_V et E'_B :

$$E'_I = 0,60 E'_R - 0,28 E'_V - 0,32 E'_B$$

$$E'_Q = 0,21 E'_R - 0,52 E'_V + 0,31 E'_B$$

Pour transmettre les deux informations : E'_I et E'_Q , la modulation d'amplitude double en quadrature à porteuse supprimée a été choisie. On utilise pour cela une fréquence porteuse auxiliaire dite porteuse de chrominance. Le choix s'explique pour diverses raisons :

des spectres pour diminuer la visibilité de la sous-porteuse.

A la réception, la démodulation des signaux nécessite la reconstitution de la sous-porteuse. Avec ce système, la précision de phase demandée pour la séparation des deux signaux modulant ne permet pas de reconstituer cette porteuse en se basant sur la seule précision de fréquence de deux oscillateurs indépendants. Par contre, dans le récepteur, on peut asservir un oscillateur local pendant une faible partie du temps et admettre que la stabilité naturelle de cet oscillateur sera suffisante pour que la dérive de fréquence, se traduisant par une dérive de phase, soit faible entre deux périodes d'asservissement.

Dans le récepteur l'oscillateur local est donc asservi à un signal de

Avec la norme M, 525 lignes, 30 images par seconde on aurait $F_H = 15\,750$ Hz. En fait la fréquence de la sous-porteuse n'a pas été définie avec cette valeur de F_H mais avec le rapport suivant : $4\,500\,000/286$. Les lecteurs intéressés par l'explication de ce choix pourront consulter des ouvrages spécialisés. On obtient finalement :

$F_{SP} = 3579,545$ kHz ou en arrondissant par commodité de langage : 3,58 MHz. Mais attention, cette valeur approximative ne signifie pas que l'oscillateur local doit se trouver au voisinage de 3,58 MHz, celui-ci doit bel et bien être calé sur 3579,545 kHz et la valeur 3,58 MHz n'est qu'une simplification d'écriture.

Le décodeur NTSC

Le schéma synoptique du décodeur NTSC est représenté à la figure 1. Le signal vidéocomposite est constitué par l'addition du signal de synchronisation composite ligne + trame, du signal de luminance E'_I et E'_Q . On trouve donc en tête du décodeur un circuit de tri recevant à l'entrée le signal vidéocomposite et délivrant sur trois sorties les signaux suivants :

- le signal de synchronisation composite qui attaquera un circuit de séparation délivrant synchro ligne et synchro trame - non représenté ;
- le signal de luminance E'_Y ;
- le signal de chrominance.

Le schéma de la figure 2 montre l'allure de l'imbrication des spectres de luminance et de chrominance. L'extraction du signal de chrominance inséré dans la partie supérieure du spectre de luminance peut se faire d'une manière plus ou moins parfaite. Le but est de ne laisser dans le signal E'_Y destiné à l'attaque du tube image que le minimum de signal de chrominance modulé, qui se comporterait comme un signal parasite sur l'image.

Compte-tenu de la structure particulière des spectres - raies - le meilleur filtre serait un filtre en peigne ayant la réponse en fréquence représentée à la figure 3. En fait, pour le filtre de luminance on peut se contenter de l'association d'un filtre passe-bas et d'un filtre réjecteur centré sur la fréquence de la sous-porteuse. La courbe de réponse d'un tel filtre est représentée à la figure 4. La perte d'informations de luminance due à ces deux derniers filtres

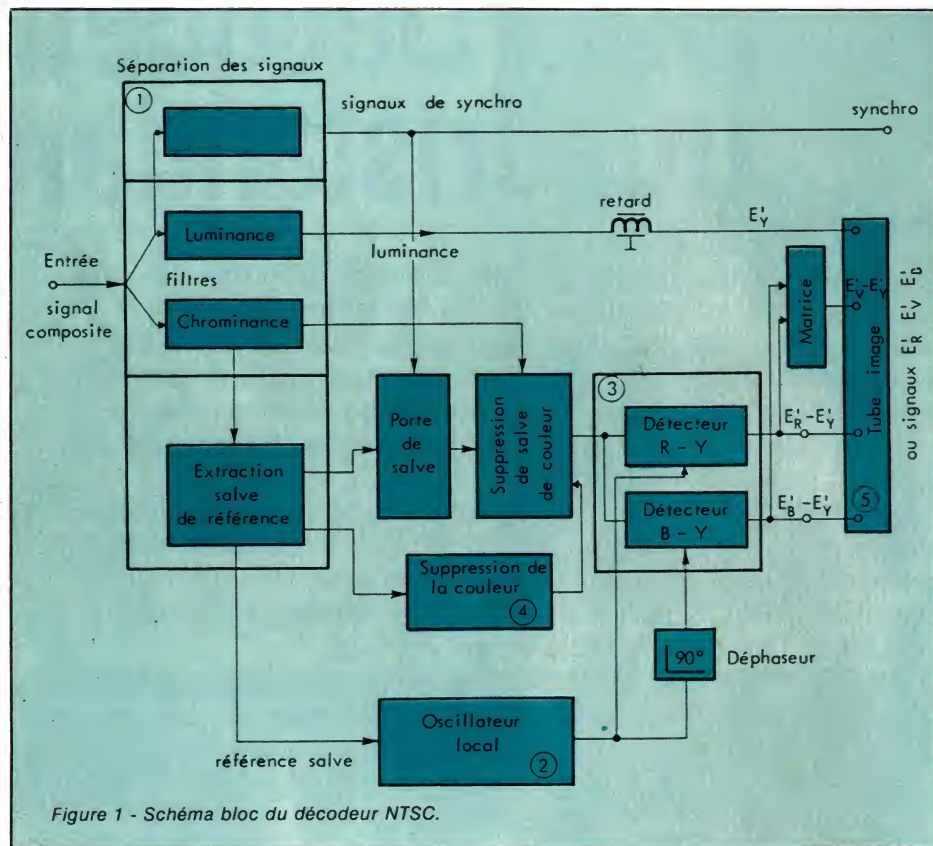


Figure 1 - Schéma bloc du décodeur NTSC.

— Les deux signaux de chrominance peuvent moduler la même porteuse et être séparés à la détection. Les spectres des deux signaux ne superposent et occupent la même bande.

— L'amplitude de l'onde modulée s'annule pour le blanc et reste faible pour les couleurs peu saturées les plus fréquentes.

— Le spectre de la modulation d'amplitude a la même structure que le spectre du signal de luminance ce qui permet l'imbrication

référence communément appelé salve de référence et composé de quelques cycles de la sous-porteuse de chrominance, ayant la fréquence exacte de cette sous-porteuse et une phase bloquée sur la phase caractéristique de la modulation. Cette salve de référence a été placée à chaque ligne sur le palier de suppression et elle comprend 8 cycles de sous-porteuse.

La fréquence de la sous-porteuse se calcule par la relation suivante : $F_{SP} = F_H \times (455/2)$

est plus ou moins importante mais l'image en couleur obtenue est encore très satisfaisante.

Le signal de chrominance modulé est séparé du signal de luminance soit par un filtre en peigne complémentaire du filtre utilisé pour la luminance, soit simplement par un filtre de bande. Les composantes du signal de luminance existant dans la bande occupée par la chrominance ont une amplitude relative très faible et la perturbation entraînée sur l'image est quasi imperceptible.

De l'information de chrominance, on prélève, grâce à une information issue des circuits de synchronisation - en général impulsion sandcastle -, la salve de référence utilisée pour le verrouillage de l'oscillateur local.

Ce circuit est très important car l'information de teinte est contenue dans la phase de la sous-porteuse. Il est donc impératif que l'asservissement soit parfaitement réalisé et que la dérive sur la durée d'une ligne soit excessivement faible. Cette dérive n'est faible que si la fréquence naturelle de l'oscillateur est très stable. La stabilité relative exigée est de l'ordre de 10^{-6} à 10^{-7} . On utilise en général un oscillateur à quartz. On trouve ensuite un circuit de suppression couleur qui bloque l'entrée des démodulateurs lorsque le signal vidéo-composite est exempt de composantes de chrominance - noir et blanc - Les détecteurs reçoivent finalement d'une part le signal modulant, d'autre part le signal de sous-porteuse reconstitué avec la phase adéquate. A la sortie des détecteurs on dispose donc des signaux différence de couleur E'_I et E'_Q .

Il est alors facile de matricer les informations E'_Y , E'_I et E'_Q pour obtenir E'_R , E'_V et E'_B .

Le système PAL

Comme pour le système NTSC, il faut transmettre les informations suivantes :

- le signal de luminance E'_Y défini par la relation $E'_Y = 0,59 E'_R + 0,30 E'_V + 0,11 E'_B$;

- les signaux de différence de couleurs E'_U et E'_V définis de la manière suivante :

$$E'_U = 0,493 (E'_B - E'_Y)$$

$$E'_V = 0,877 (E'_R - E'_Y)$$

Avant de moduler les oscillateurs, les signaux E'_U et E'_V traversent un filtre qui donne un affaiblissement inférieur à 3 dB à 1,3 MHz et supérieur à 20 dB à 4 MHz. Le système de modulation des deux signaux de chrominance sur une sous-porteuse unique est le même que pour le système NTSC : modulation double en quadrature avec porteuse supprimée. Cette modulation présente une particularité qui fait l'originalité du système PAL.

Le signal E'_U module la sous-porteuse avec une phase qui change de 180° à chaque ligne et toutes les deux trames.

Comme pour le système NTSC la démodulation synchrone du signal de chrominance modulé nécessite la reconstitution de la sous-porteuse. Cette sous-porteuse sera reconstituée par un oscillateur synchronisé dans le récepteur par une salve de

référence fixant une phase de référence.

La salve de fréquence et de phase de référence comporte 10 cycles de la fréquence de sous-porteuse et est transmise pendant le palier de suppression. Le choix de la fréquence de sous-porteuse est principalement influencé par la recherche de la visibilité minimale du signal de chrominance sur l'image captée par un récepteur en noir et blanc, comme en NTSC.

La fréquence de la sous-porteuse se calcule avec la relation suivante :

$$F_{SP} = (1135/4 + 1/625) f_H$$

Dans les systèmes à 625 lignes et 25 images par seconde, la fréquence ligne vaut 15 625 Hz. On a donc :

$$F_{SP} = 4\,433,618\,75\text{ kHz.}$$

Le décodeur PAL

Le schéma synoptique du décodeur PAL est représenté à la figure 5.

Le décodeur reçoit le signal vidéo-composite, qui après traitement fournit les informations suivantes :

- signal de synchronisation composite - non représenté ;
- signal de luminance E'_Y ;
- signaux de chrominance.

Le circuit de filtrage de la voie de luminance comprend un filtre passe-bas et un filtre réjecteur centré sur la fréquence de la sous-porteuse. Les signaux de chrominance sont extraits grâce à un filtre passe-bande autour de la fréquence de la sous-porteuse.

La séparation des signaux de chrominance E'_U et E'_V est assurée

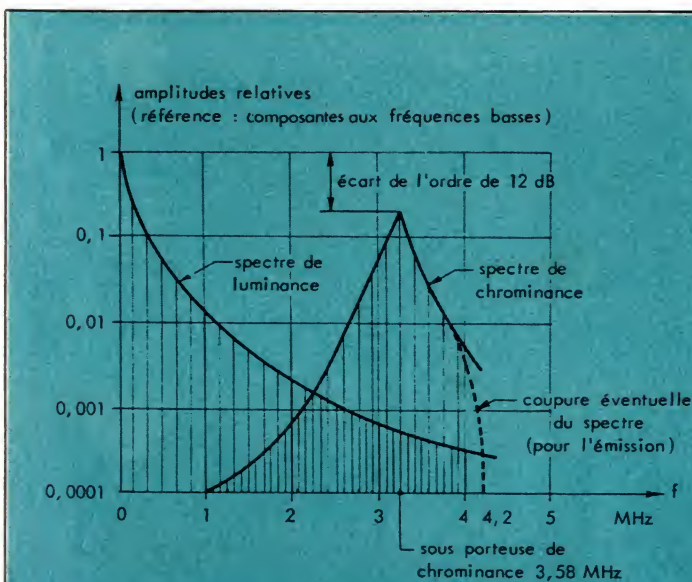


Figure 2 - Imbrication des spectres de luminance et de chrominance.

Figure 3 - Filtrage idéal luminance/chrominance.

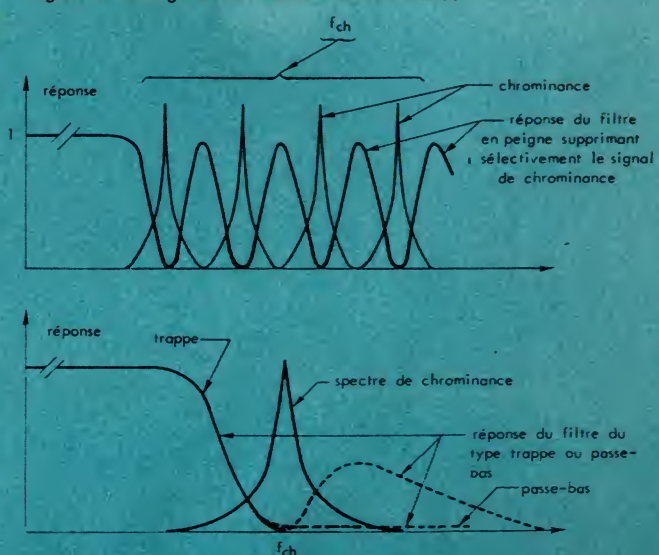
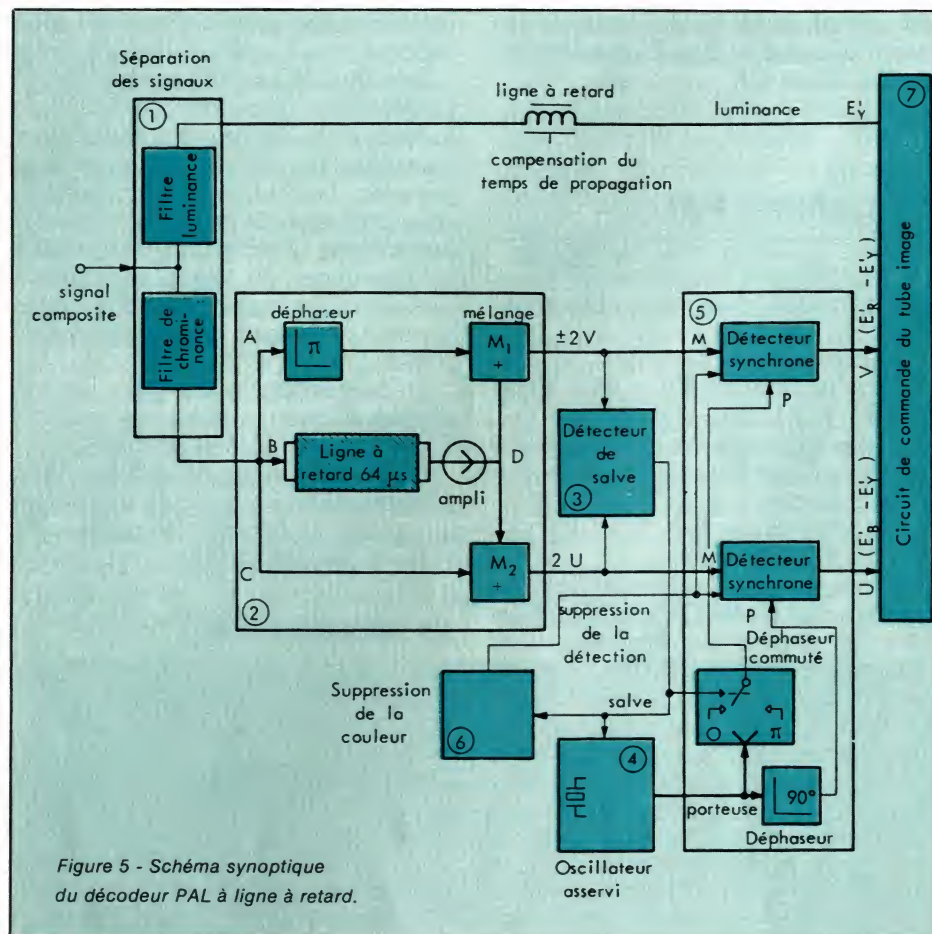


Figure 4 - Filtrage en pratique.



par l'ensemble déphaseur, mélangeurs M_1 et M_2 , et la ligne à retard de $64 \mu s$ associé à ses circuits d'adaptation.

On dispose sur les sorties de $2 E'_u$ et $\pm 2 E'_v$. Le signe \pm indiquant un déphasage de ligne à ligne.

On reconnaît ensuite un circuit de détection de salve, qui pour une ligne n reconnaît la salve provenant de la voie E'_u et pour une ligne $n + 1$ reconnaît la salve provenant de la voie E'_v .

Le signal de sortie du détecteur de salve est envoyé vers le circuit de suppression de couleur - absence de salve = émission en noir et blanc - et vers l'oscillateur de référence. Comme pour le NTSC, l'oscillateur est asservi en phase et en fréquence pendant toute la durée de la salve, environ 10 alternances de sous-porteuse. On suppose ensuite que la stabilité naturelle de cet oscillateur est très grande pendant toute la durée d'une ligne : $64 \mu s$.

Sur la sortie on recueille le signal de sous-porteuse reconstituée en phase avec la salve d'identification. Cette sous-porteuse est envoyée, avec la phase adéquate vers les démodulateurs synchrones qui restituent les composantes E'_u et E'_v . Il devient alors relativement simple

d'obtenir les trois informations E'_R , E'_B , E'_V à partir des signaux E'_Y , E'_u et E'_v .

Dans ces quelques lignes on a vu que le système PAL est très voisin du NTSC. Toutes son originalité réside dans l'inversion de phase ligne à ligne sur la voie E'_u et l'emploi d'une ligne à retard dans le décodeur.

En fait, dans ces deux systèmes, la teinte est **approximativement** fonction de la phase du vecteur $E'_u + E'_v$.

Les déphasages parasites sont fréquents, et ceux-ci entraînent dans le cas du système NTSC des virages de couleur très prononcés lorsqu'on se situe dans certaines zones du diagramme x, y de la CIE. Le principal avantage du système PAL sur le système NTSC est de compenser cet effet et d'admettre des tolérances beaucoup plus grandes. En effet, si la phase est entachée d'une erreur : E , on constate que cette erreur modifie la phase des vecteurs E'_u et E'_v mais que la norme des deux vecteurs E'_u pour la ligne n et E'_u pour la ligne $n + 1$ varie peu autour de la valeur correcte.

L'addition des deux vecteurs E'_u pour deux lignes successives réduit donc la sensibilité aux erreurs de phase mais en contrepartie réduit la

finesse du rendu dans le sens vertical et modifie la saturation.

Cette modification affecte peu le signal de luminance et l'effet est peu sensible sur la qualité de l'image.

Le système NTSC 4.43

Ce système n'est pas utilisé en diffusion hertzienne mais se rencontre parfois sur certains magnétoscopes : U-Matic et quelques VHS. Comme son nom l'indique, il tient à la fois du système NTSC et du système PAL : 4.43. En NTSC 4.43, il n'y a pas d'inversion de phase à chaque ligne et toutes les deux trames sur la voie E'_u , mais ce système est prévu pour les normes à 625 lignes et 25 images par seconde, raison de l'adoption de la valeur de la fréquence de sous-porteuse du système PAL.

Nous verrons, dans le chapitre consacré à la mise au point comment transformer très simplement le codeur PAL décrit dans le numéro précédent en un codeur NTSC 4.43.

Le système SECAM

L'idée de base du système SE-quentiel A Mémoire : SECAM est d'utiliser la ligne à retard pour ne transmettre à chaque instant qu'un seul des signaux de chrominance en alternant séquentiellement l'un et l'autre de ligne à ligne. Dans ces conditions il n'est plus possible d'employer une modulation d'amplitude à porteuse supprimée et la modulation de fréquence a été choisie. On s'affranchit ainsi des problèmes d'erreur de phase cités précédemment. Comme dans les trois cas précédents, on doit transmettre : le signal de synchronisation composite, le signal de luminance, les deux signaux de différence de couleurs ou signaux de chrominance. On définit donc le signal de luminance : $E'_Y = 0,59 E'_R + 0,30 E'_V + 0,11 E'_B$ et les signaux de chrominance : $D'_R = -1,9 (E'_R - E'_Y)$, $D'_B = 1,5 (E'_B - E'_Y)$.

À l'émission, les deux signaux D'_R et D'_B sont filtrés, préaccentués à partir de 85 kHz puis limités par un filtre passe-bas (6 dB à 1,5 MHz et 20 dB à 3 MHz). Pour plus de détails on pourra se référer à l'article consacré au codeur SECAM.

Cette préaccentuation augmente (en modulation de fréquence) le

rapport signal sur bruit pour les composantes de fréquences élevées. Le même principe est utilisé en radiodiffusion dans la bande 88-108.

Après une limitation d'amplitude les deux signaux attaquent deux modulateurs. Pour la voie D'_B la fréquence centrale vaut $f_{OB} = 272 \times f_H = 4\,250\,000$ MHz et pour la voie D'_R $f_{OR} = 282 \times f_H = 4\,406\,000$ MHz. Dans ces conditions le spectre occupé par les deux signaux de chrominance est borné par les fréquences suivantes 3,9 MHz et 4,7 MHz.

Pour diminuer la visibilité des sous-porteuses dans le cas d'une émission couleur reçue sur un récepteur noir et blanc, on doit réduire autant que possible l'amplitude de ces sous-porteuses. Or, d'un point de vue statistique et parce que les couleurs de la nature ne sont pratiquement jamais saturées, la fréquence instantanée de la sous-porteuse se situera très fréquemment au voisinage immédiat de la fréquence de repos. D'où l'idée de réduire l'amplitude de la sous-porteuse modulée dans un rapport plus grand pour les fréquences de repos que pour les fréquences instantanées extrêmes. La loi d'atténuation en fonction de la fréquence est représentée à la figure 6. Cette courbe est couramment appelée courbe anti-cloche.

À une ligne n sont donc superposés signal de luminance et signal de chrominance D'_R modulé et à une ligne $n + 1$ signal de luminance et D'_B modulé. La reconnaissance s'effectue grâce aux salves f_{OR} et f_{OB} présentes sur le palier arrière de suppression - donc avant chaque ligne.

Le décodeur SECAM

Le schéma synoptique du décodeur SECAM est représenté à la figure 7. On reconnaît comme pour les autres systèmes les filtres placés sur le trajet du signal vidéocomposite :

- Un filtre de luminance : association d'un filtre passe-bas et d'un filtre réjecteur centré sur 4,286 MHz.

- Un filtre de chrominance, éliminant le signal de luminance et rétablissant l'amplitude des composantes de la chrominance sur toute l'étendue du spectre : filtre en cloche.

- Un circuit de séparation de synchronisation composite non représenté.

Pour reconstituer les trois signaux primaires E'_R , E'_V et E'_B , il faut disposer à chaque instant dans le récepteur des trois signaux E'_Y , D'_R et D'_B . Or, avec le système de codage adopté, nous savons que l'on dispose pour la ligne de rang n des informations E'_Y et D'_R et pour la ligne de rang $n + 1$ de E'_Y et D'_B .

L'artifice utilisé dans le système SECAM consiste à exploiter pour cette reconstitution :

- L'information de chrominance présente à l'instant considéré par exemple D'_R .

- L'information de chrominance qui était présente 64 μ s avant (ligne précédente).

À cet effet, cette information est retardée dans une ligne à retard qui fait alors office de mémoire d'une ligne.

On dispose alors à chaque instant

des trois signaux :

- luminance, E'_Y de la ligne n ;
- chrominance, D'_R de la ligne n ;
- chrominance, D'_B de la ligne $n - 1$;

Et pour la séquence suivante :

- luminance, E'_Y de la ligne $n + 1$;
- chrominance, D'_B de la ligne $n + 1$;
- chrominance, D'_R de la ligne n .

Les signaux de chrominance modulés sont donc aiguillés par le permutateur pour être utilisés comme information directe ou information retardée. À la sortie du permutateur on obtient sur l'une des voies D'_R (n), D'_R ($n + 2$), D'_R ($n + 4$), etc et sur l'autre D'_B ($n - 1$), D'_B ($n + 1$), D'_B ($n + 3$), etc.

Ces signaux traversent les limiteurs et accèdent aux discriminateurs d'où ils sortent démodulés. À ce niveau les signaux D'_R et D'_B sont préaccentués et ils doivent subir la correction inverse : **Desaccentuation**. À ce stade il n'y a plus de problèmes pour reconstituer E'_R , E'_V et E'_B . Ceci constitue un bien long préambule mais la fonction codage décodage doit être parfaitement assimilée si l'on désire se lancer dans la réalisation d'un décodeur quadristandard et que l'on souhaite mettre toutes les chances de son côté.

Le circuit intégré TDA 4550 RTC

Le circuit intégré RTC TDA 4550

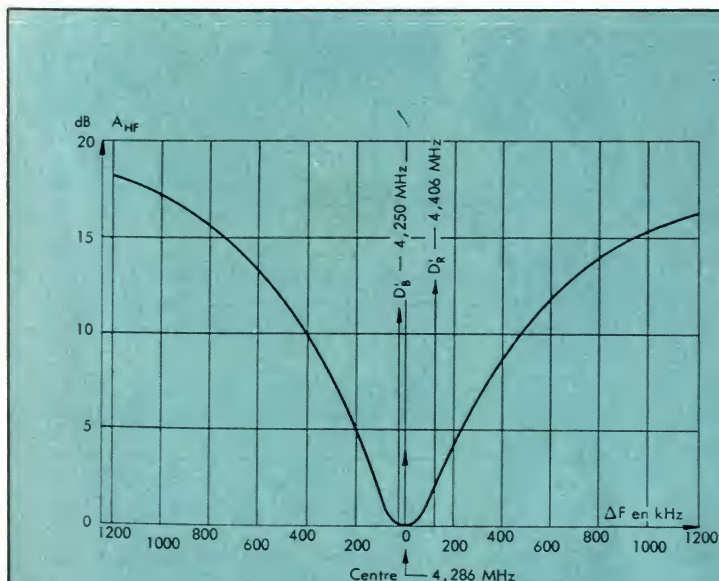


Figure 6

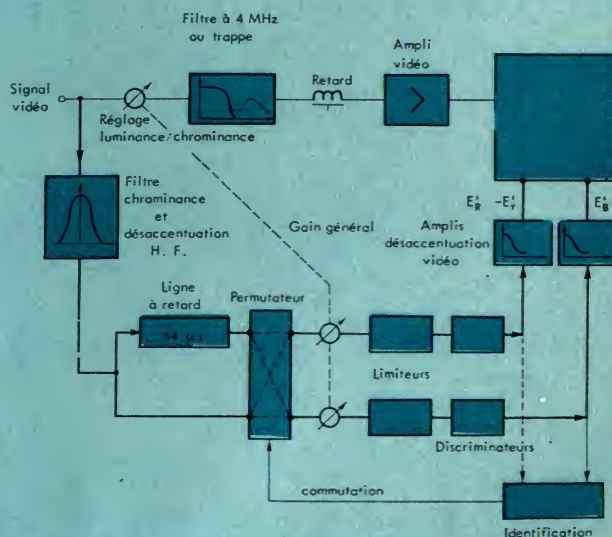


Figure 7 - Schéma bloc du décodeur SECAM.

noir en SECAM ;

— étages de sortie différence de couleurs avec circuit de coupure couleur.

Pour les quatre standards les tensions nominales de sortie valent : pour la sortie $-(R-Y)$: 1,05 V et pour la sortie $-(B-Y)$: 1,33 V, ce qui donne un rapport $(R-Y)/(B-Y)$ de 0,79.

Le résidu de sous-porteuse en sortie vaut 30 mV. Le niveau continu de sortie est fixé à 7 V et les sorties sont couplées capacitivement à un circuit de démodulation comme les TDA 3500 ou TDA 3501.

En SECAM, les amplitudes de sortie dépendent des circuits résonants externes connectés aux bornes 7, 8 et 6, 5 et peuvent être modifiées en jouant sur le coefficient de surtension Q.

Les fréquences de résonance de ces circuits doivent être réglées de sorte que le niveau démodulé pour la fréquence de repos f_0 soit égal au niveau de réinsertion interne : niveau du noir. Les résistances des réseaux de désaccentuation sont intégrées et prévues pour des capacités externes de 180 pF connectées aux broches 2 et 4.

Ce circuit intégré comporte pour la partie identification :

— un bloc reconnaissance automatique de standard par scrutation séquentielle ;

— un circuit de retard de mise en couleur et de recherche du standard ;

— un circuit de priorité PAL/SECAM ;

— un circuit de commutation forcée de standard ;

— trois sorties de commutation des filtres externes ;

— circuits d'identification pour PAL, SECAM et NTSC ;

— bascule PAL et SECAM et inverseur PAL ;

— circuit d'identification SECAM : ligne, trame ou ligne et trame combiné ;

— oscillateur à quartz à fréquence double : circuit PLL et diviseur pour la fréquence de référence ;

— correction de teinte en NTSC ;

— commutateur de service.

Les entrées-sorties de commutation de standard

On dispose de 3 entrées/sorties et d'une entrée affectées de la manière suivante aux divers standards : PAL et NTSC : entrée/sortie borne 28 ;

SECAM : entrée/sortie borne 27 ;

NTSC 3.58 : entrée/sortie borne 26 ;

NTSC 4.43 : entrée borne 25.

A l'état inactif, les tensions présentes sur ces broches sont inférieures à 0,5 V. Pendant la période de recherche, la couleur est coupée et ces tensions valent 2,5 V. Dès qu'un standard a été reconnu une des 3 bornes de sortie passe à l'état actif : 6 V. Pour forcer un standard il suffit d'appliquer sur l'une des entrées une tension supérieure à 9 V.

Le temps de retard pour le début de la recherche dure de 2 à 3 trames, la couleur est coupée pendant 0 ou 1 trame et la mise en service couleur s'effectue pendant 2 ou 3 trames. Chacune des trois sorties peut fournir un courant maximal de 3 mA.

La durée de recherche pour chaque standard vaut 4 trames. La séquence de recherche est la suivante : PAL - SECAM - NTSC 4.43 - NTSC 3.58.

L'identification en SECAM

On sait qu'en SECAM l'identification utilisée jusqu'en 80 était l'identification trame. Ce principe tend à être abandonné pour libérer les premières lignes de chaque trame - transmission de signaux Antiope.

Malgré tout, les émissions TF 1, ANT 2, et FR 3 comportent encore les signaux d'identification trame, et ceci pour permettre aux anciens téléviseurs, fonctionnant grâce à l'identification trame d'interpréter correctement les signaux de chromi-

nance. Mais les émissions en VHF : Canal Plus, Antiope sont dépourvues de signaux d'identification trame.

Pour que le circuit TDA 4550 fonctionne dans tous les cas, il devra être câblé en identification ligne. Le choix de l'identification s'effectue grâce à la tension appliquée à la broche 23.

Identification ligne $V_{23} < 2$ V, identification mixte ligne et trame $V_{23} = 6$ V ou borne 23 non connectée. Identification trame $V_{23} > 10$ V. En identification ligne, les cinq émissions citées précédemment déclenchent les circuits couleur, dans les deux autres cas seuls TF 1, ANT 2 et FR 3 activent les circuits chroma.

Le détecteur d'impulsion « Sandcastle »

En principe le circuit TDA 4550 doit recevoir une impulsion « sandcastle » à trois niveaux. Cette impulsion est envoyée à la broche 24. Le premier niveau dure pendant le retour trame et doit être compris entre 2 et 3 V.

Le deuxième niveau correspond à l'impulsion ligne et est compris entre 4 et 5 V et finalement le troisième niveau correspond à l'extraction de la salve et doit être supérieur à 8 V et inférieur à la tension d'alimentation.

Nous n'avons que fort peu de renseignements sur le traitement et l'emploi de ces impulsions. L'expérience nous a montré que le circuit était incapable de fonctionner avec

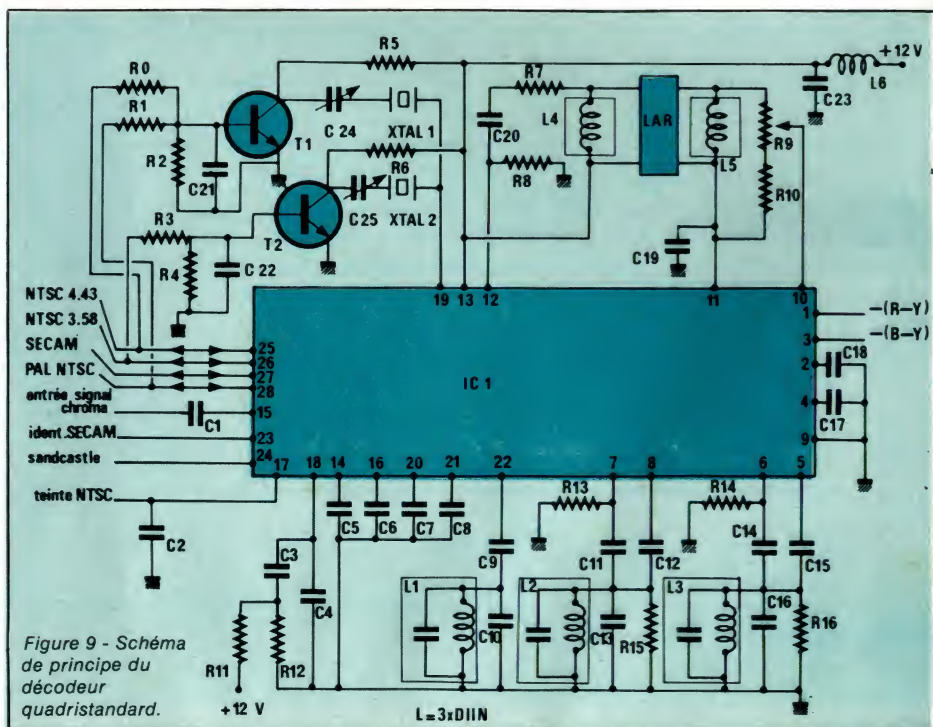


Figure 9 - Schéma de principe du décodeur quadristandard.

Suite page 36

Réalisation

Suite de la page 33

le seul troisième niveau, la séquence de recherche démarrant probablement avec une impulsion trame, ces mêmes impulsions étant employées pour piloter la séquence de recherche.

Entrée du réglage de teinte/Entrée de service

Ces actions combinées sont dues à la tension appliquée sur la broche 17 du circuit. Lorsque la tension appliquée est comprise entre 2 et 10 V on agit sur la teinte. Lorsque la tension est inférieure à 1 V ou supérieure à 11 V cette entrée est une entrée dite de service - mise au point, maintenance -. Pour $V_{17} < 1 \text{ V}$ l'oscillateur est déverrouillé et pour $V_{17} > 11 \text{ V}$ on inhibe le réglage de teinte.

Figure 10 - Tracé des pistes
décodeur quadristandard.

Identification SECAM

Sand Castle

NTSC 4,43

NTSC 3,58

SECAM

PAL/NTSC

-(R-Y)

-(B-Y)

0 V

Entrée chroma

0 V

Teinte NTSC

+ 12 V

Figure 11 - Implantation
des composants.

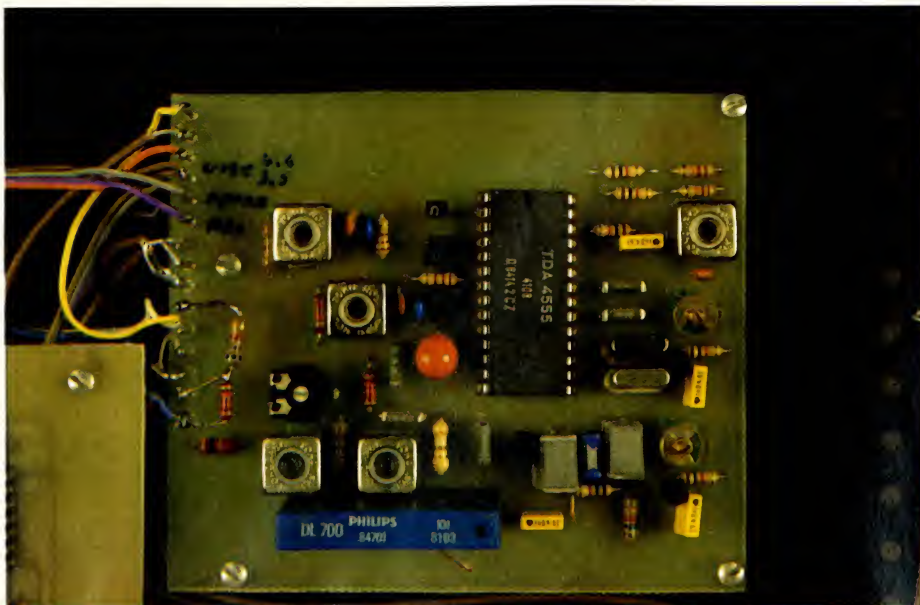
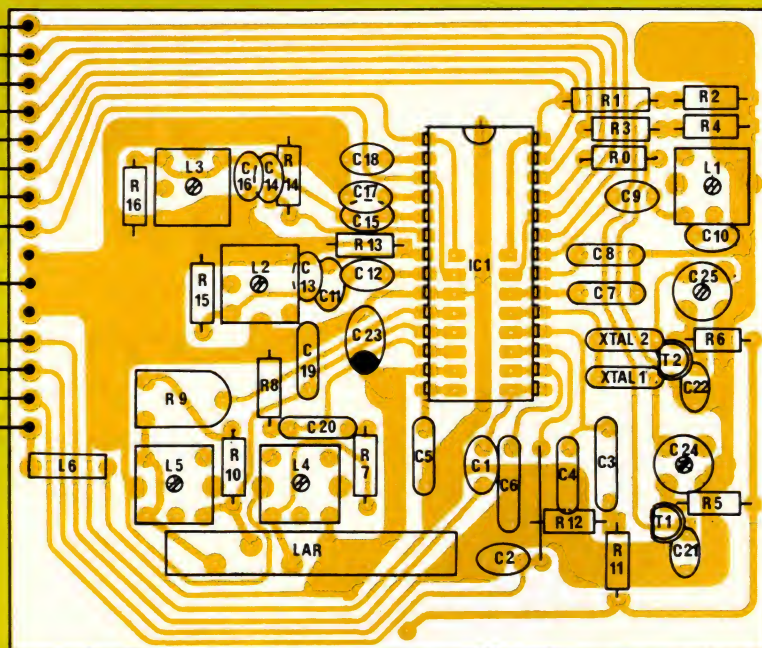
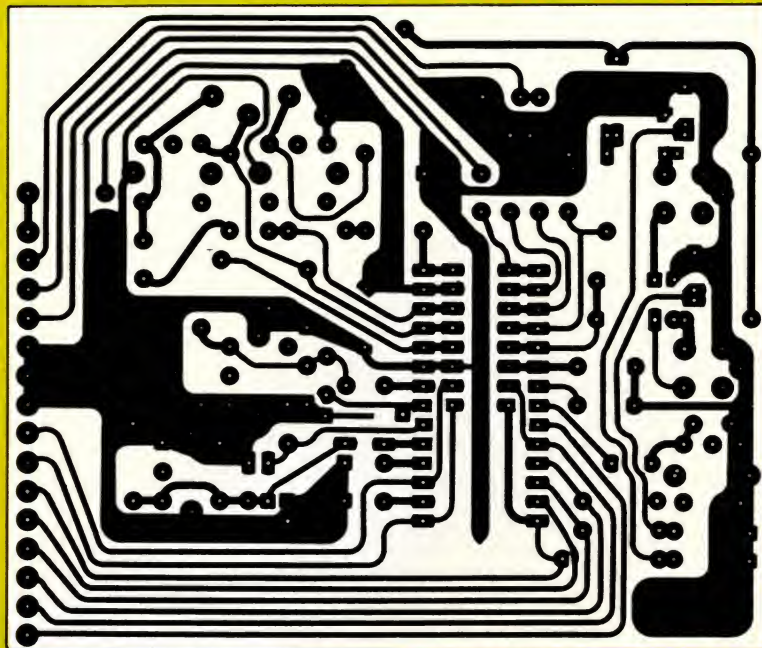
Ceci clos la description du synoptique interne du TDA 4550 et nous pouvons passer à la réalisation pratique.

Réalisation pratique

Le schéma de principe du cœur du décodeur est représenté à la figure 9.

Pour une utilisation en décodeur tristandard PAL, SECAM, NTSC 4.43, les composants suivants ne seront pas implantés : R₃, R₄, R₆, C₂₂, C₂₅, T₂ et XTAL₂.

On reconnaît les quatre entrées de commande de commutation forcée, l'entrée du signal de chrominance, l'entrée identification SECAM, qui sera mise à zéro, l'entrée de l'impulsion sandcastle recevant un signal issu de la platine de filtrage, l'entrée de commande de teinte en NTSC. Cette dernière entrée sera polarisée par un pont de résistances externe.



Pour diminuer la diversité des composants employés, tous les transformateurs TOKO de cette platine sont identiques, du type D 11 N.

L₁ est destiné au circuit d'identification, L₂ et L₃ aux discriminateurs (R - Y) et (B - Y) et L₄ et L₅ à l'adaptation de la ligne à retard.

Les transformateurs TOKO DIIN sont constitués par un enroulement de 38 spires entre les broches 1 et 3 donnant une self de 10,2 µH. Une capacité de 82 pF est placée en parallèle sur la self. Cette capacité sera supprimée pour les selfs L₄ et L₅. Dans les autres cas une capacité additionnelle de 68 pF décalera la plage de réglage et centrera celle-ci autour de 4,2 MHz.

Le tracé des pistes de la platine principale du décodeur quadristandard est représenté à la figure 10 et l'implantation des composants correspondante à la figure 11.

Le filtrage

Dans le chapitre consacré à la théorie du décodage, nous avons vu que dans tous les cas nous avons besoin d'un filtre, acceptant à l'entrée le signal vidéocomposite et délivrant en sortie : le signal de chrominance et le signal de luminance. Quel que soit le standard, il faut donc envoyer au circuit intégré TDA 4550 le seul signal de chrominance. Pour chaque standard il faut donc mettre en service deux filtres appropriés : un filtre de chrominance et un filtre de luminance.

Le schéma de principe de ces filtres et de leur système de commutation associé est représenté à la figure 12. Le signal vidéocomposite attaque l'entrée de six filtres passifs : trois filtres de luminance et trois filtres de chrominance. Les filtres sont, bien sûr, actionnés deux par deux : mise en service simultanée du filtre de luminance et du filtre de chrominance propre à un standard.

En PAL et NTSC 4.43 les filtres sont identiques, le même filtre est donc mis en service par la présence de l'un ou l'autre des standards.

Si le standard NTSC 3.58 n'est pas utilisé, ce qui sera généralement le cas, les composants suivants ne seront pas implantés : R₆₅, R₆₈, R₇₀, R₇₂, R₈₀, R₈₃, D₂₈, R₈₆, T₁₂, T₁₆, L₁₃, L₁₄, L₁₅, C₄₃, C₄₅, C₄₈, C₄₉, C₅₃, C₅₆.

Les filtres de chrominance

Pour le standard SECAM le filtre de chrominance, filtre en cloche est constitué par R₆₇, L₈ et C₄₇. Le circuit

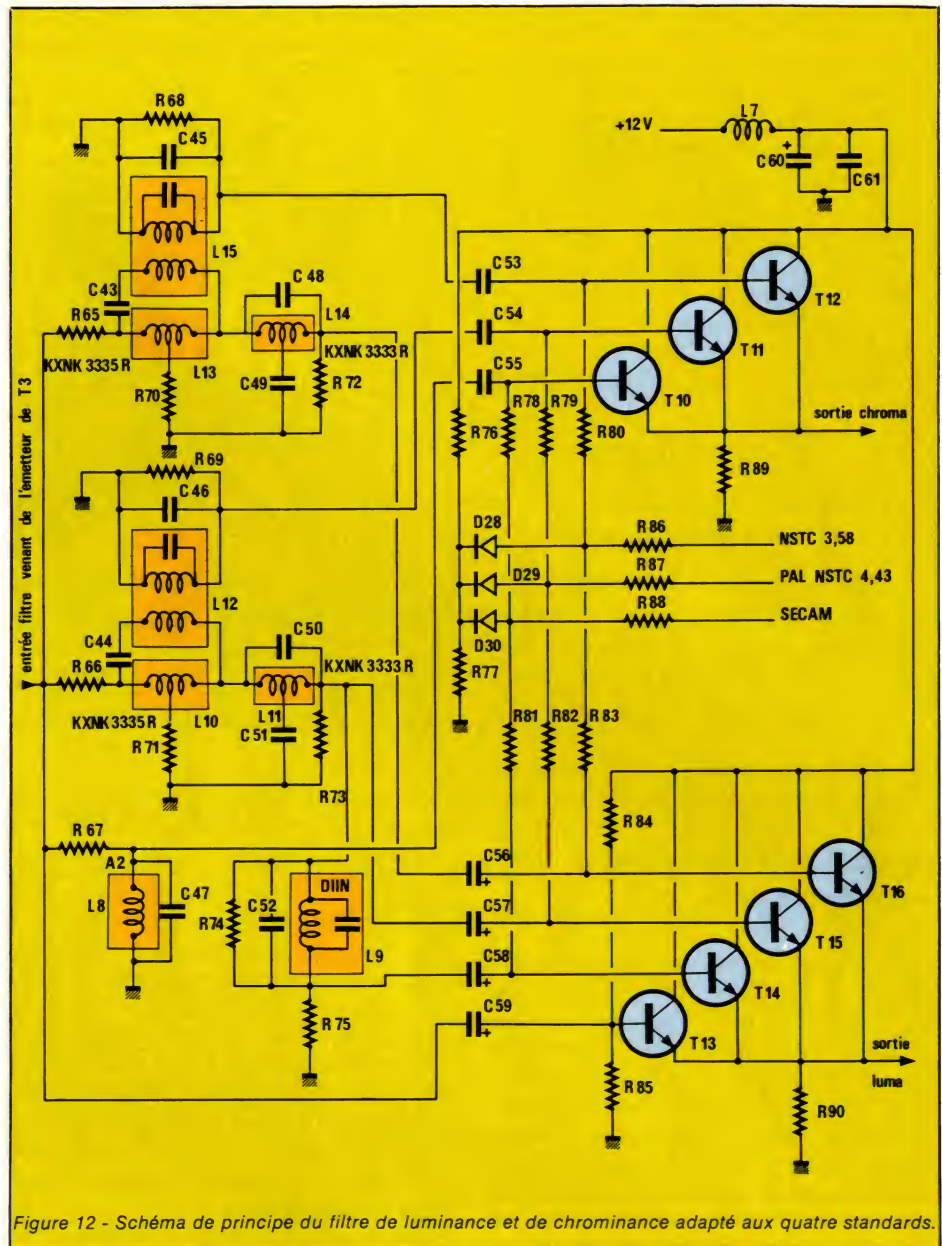


Figure 12 - Schéma de principe du filtre de luminance et de chrominance adapté aux quatre standards.

résonant est accordé sur 4286 kHz. Pour les standards PAL et NTSC 4.43 on a recours à un filtre passe-bande d'une structure légèrement plus complexe : le signal de chrominance est disponible sur le secondaire de L₁₂ : aux bornes de R₆₉. L₁₂ sera réglée de manière à centrer le filtre passe-bande autour de 4433 kHz. Pour le standard NTSC à 3.58 la structure employée est la même mais le passe-bande est centré sur 3579 kHz.

Les filtres de luminance

En PAL et en NTSC il n'est pas possible de réaliser simplement un filtre en peigne. Nous avons donc recours à une structure beaucoup plus simple : un filtre passe-bas constitué par L₁₀, R₆₆ et R₇₁ associé à un filtre réjecteur constitué par L₁₁, C₅₀ C₅₁ et R₇₃.

En PAL et NTSC 4.43, le réjecteur sera centré sur 4433 kHz et la fré-

quence de coupure du filtre passe-bas amenée au voisinage de 4 500 kHz. En NTSC3.58, la même structure est utilisée mais le réjecteur est centré sur 3579 kHz et le filtre passe-bas au voisinage de 3 700 kHz.

Le filtre de luminance mis en service en SECAM utilise trois sections différentes. Les deux premières sont le filtre passe-bas et le réjecteur employé en PAL et NTSC 4.43. La troisième cellule est constituée par L₉, C₅₂, R₇₄ et R₇₅ et forme un réjecteur qui sera centré sur 4286 kHz.

Les filtres sont hors service lorsque les entrées de commande sont à un niveau inférieur à 1 V, et en service pour un niveau supérieur à 6 V. Ce niveau de tension est fourni, soit directement par le TDA 4550 en mode automatique soit par une source externe en mode commutation forcée.

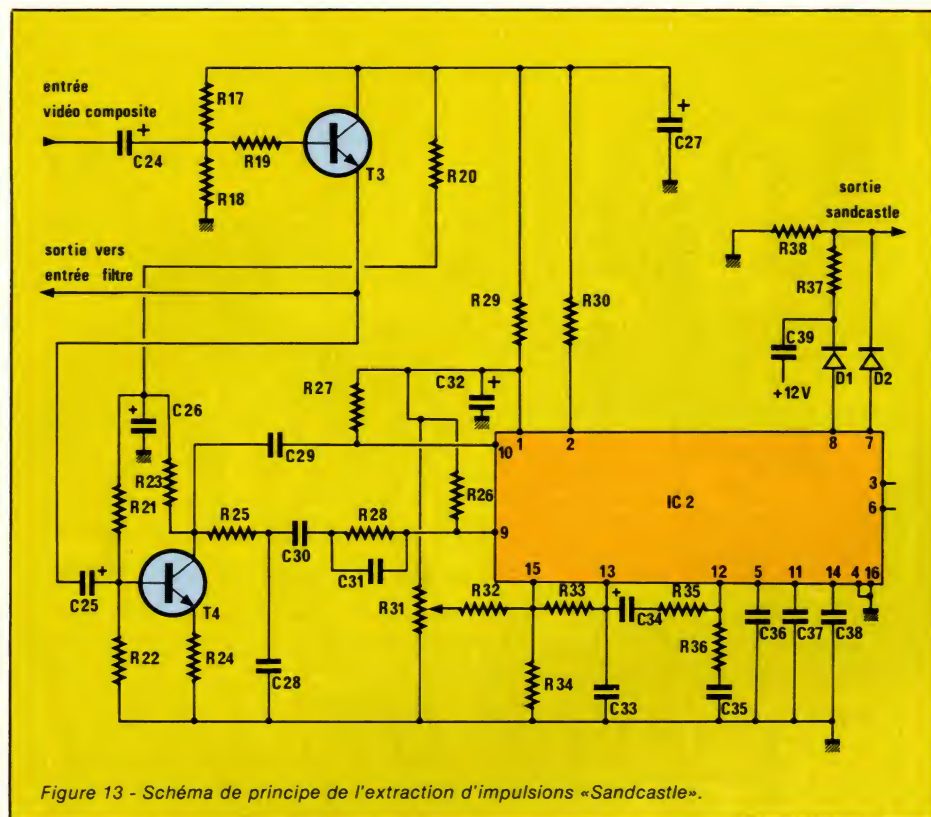


Figure 13 - Schéma de principe de l'extraction d'impulsions « Sandcastle ».

Détection de l'impulsion « scandcastle »

Au cours de la description du synoptique du TDA 4550 nous avons vu que le système devait fonctionner grâce à une impulsion « scandcastle » auxiliaire à trois niveaux mais qu'il était possible de se contenter des deux niveaux extrêmes : retour trame et enveloppe de la salve. Nous verrons que le niveau intermédiaire est assez facile à générer mais ne change en rien le fonctionnement du circuit. Le schéma de principe utilisé pour l'extraction de l'impulsion est représenté à la figure 13. On a recours à un classique TDA 2593 précédé par un ampli de gain - 3. On récupère à la broche 8 une impulsion de synchronisation de trame, à la broche 7 l'enveloppe de la salve et une impulsion « scandcastle » à deux niveaux lorsque la broche 6 reçoit l'impulsion de retour ligne. La fréquence centrale du VCO est ajustée au moyen de R₃₁, on amènera celle-ci au voisinage de 15 625 Hz au repos, en l'absence de signal vidéo composite. Le signal utilisable par le TDA 4550 est obtenu par sommation - diodes D₁ et D₂ - de l'impulsion de synchronisation trame et de l'enveloppe de salve. La reconstitution d'une impulsion « scandcastle » à trois niveaux peut être effectuée de la manière suivante :

- placer une résistance de 10 kΩ entre les bornes 3 et 6, sortie impulsion ligne et entrée retour ligne ;
- alimenter la borne 4 du circuit par la tension d'alimentation et non plus le zéro électrique ;
- alimenter la borne 5 du TDA 2593 par la tension issue d'un potentiomètre recevant la tension d'alimentation. Régler la tension de polarisation de la broche 5 pour faire coïncider au mieux l'impulsion ligne et le retour trame.

Cette solution a été essayée avec succès mais n'apporte rien au fonctionnement. Les circuits de filtrage et le circuit d'extraction d'impulsion « scandcastle » sont étroitement imbriqués et pour cette raison sont implantés sur le même circuit imprimé dont le tracé des pistes est donné à la figure 14 et l'implantation des composants à la figure 15.

Le raccordement des circuits

Le signal vidéo composite à traiter est appliqué à l'entrée correspondante de la platine de filtrage qui délivre :

- une sortie chrominance, une sortie sandcastle vers la platine principale ;
 - une sortie luminance vers la sortie du décodeur quadristandard.
- On trouve en outre :
- trois entrées de commutation NTSC 3.58, SECAM PAL NTSC 4.43

recevant les informations de la platine principale ou d'une platine de commutation forcée - facultative.

Platine de commutation automatique/manuel

Le schéma de principe du circuit de commande et de visualisation de commutation de standard est représenté à la figure 16.

À la mise sous tension, les quatre bascules D correspondant aux interrupteurs fugitifs K₁, K₂, K₃ et K₄ sont mise à zéro par la mise à 1 de la cinquième bascule - correspondant à K₅. Le système fonctionne alors en automatique. Si l'on applique un vidéo signal à l'entrée du décodeur, celui-ci après serutation, reconnaît le standard, une des sorties de commutation broche 25, 26, 27 ou 28 passe à l'état actif et une des diodes LED correspondant à K₁, K₂, K₃ et K₄ est allumée.

En mode automatique la diode électroluminescente correspondant à K₅ est allumée. En présence de ce même vidéo signal on peut :

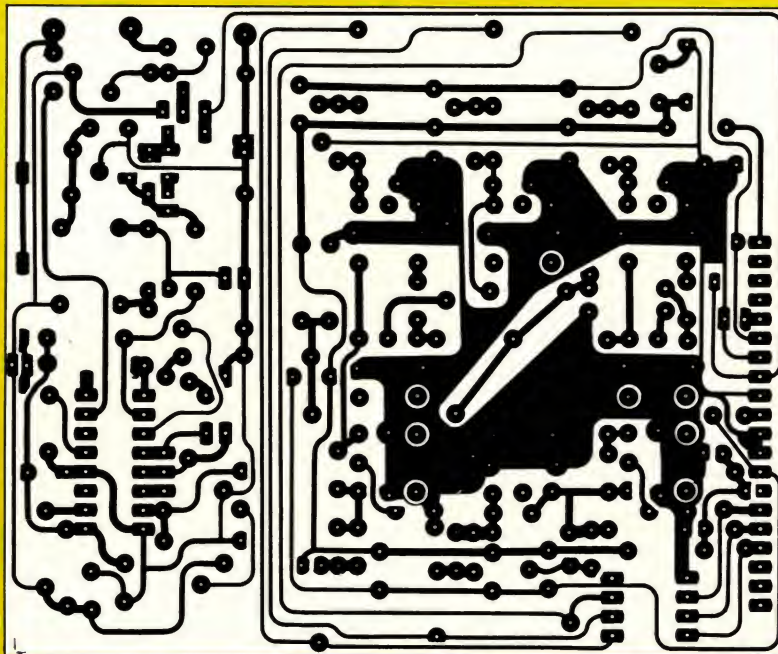
- Presser une touche ne correspondant pas au standard indiqué. À ce moment le système passe en manuel - diode de K₅ éteinte -, le décodeur ne reconnaît pas le standard qu'on lui impose et l'image est en noir et blanc. Pour revenir au fonctionnement couleur il faut presser la touche automatique/manuel ou la touche correspondant au standard du vidéo signal injecté.

— Presser la touche automatique/manuel, la diode électroluminescente correspondant à K₅ s'éteint mais le système décode toujours les informations de chrominance jusqu'à ce qu'une des touches K₁, K₂, K₃, K₄ autre que celle correspondant au standard en présence soit pressée. À ce moment, les informations de chrominance ne sont plus reconues et plus décodées.

Cette platine est facultative mais rend de grands services au moment de la mise au point et des réglages. Les cinq diodes donnant les informations de départ en recherche, K₁, K₂, K₃, K₄ toutes éteintes et reconnaissance, une des diodes allumée. A un instant donné il ne peut y avoir que deux diodes allumées K₅ et une des diodes K₁ à K₄.

Pour la réalisation pratique on a recours à deux circuits imprimés différents : le premier dont le tracé des pistes est représenté à la figure 17 et l'implantation des composants à la figure 18 reçoit les compo-

Réalisation



sants actifs ; circuits intégrés, transistors, diodes, etc. et un support de circuit intégré 16 broches destiné à la liaison avec le second circuit.

Le circuit, dont le tracé des pistes est représenté à la figure 22 et l'implantation des composants à la figure 23 reçoit un support de circuit intégré 16 broches - liaison avec la carte principale - Les cinq interrupteurs équipés de leur LED, type DMB 1 Jeanrenaud, et les résistances de limitation de courant de ces LED.

Les deux platines sont reliées électriquement entre elles par un cordon méplat de 16 conducteurs muni à chaque extrémité du connecteur s'adaptant dans les supports de CI.

Les quatre sorties, en provenance des diodes D₂₃ à D₂₆ sont reliées aux entrées/sorties du TDA 4550. L'ordre des connexions n'a aucune impor-

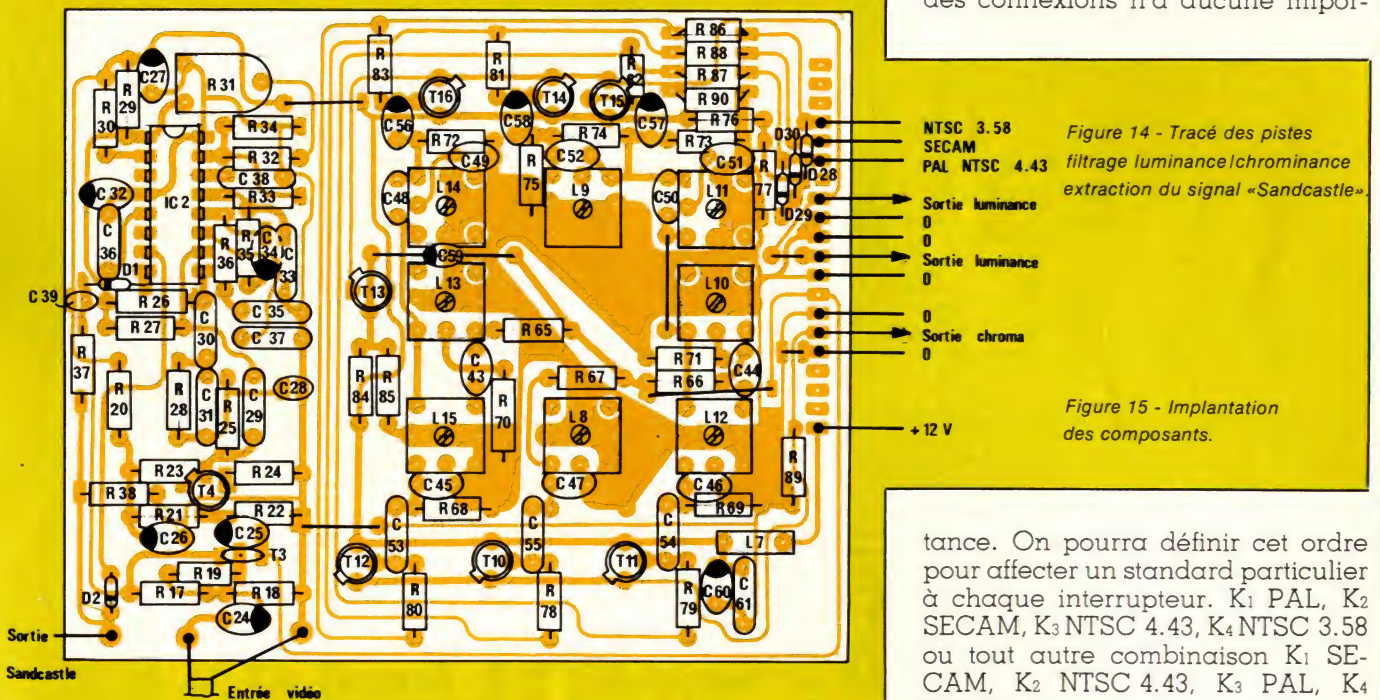


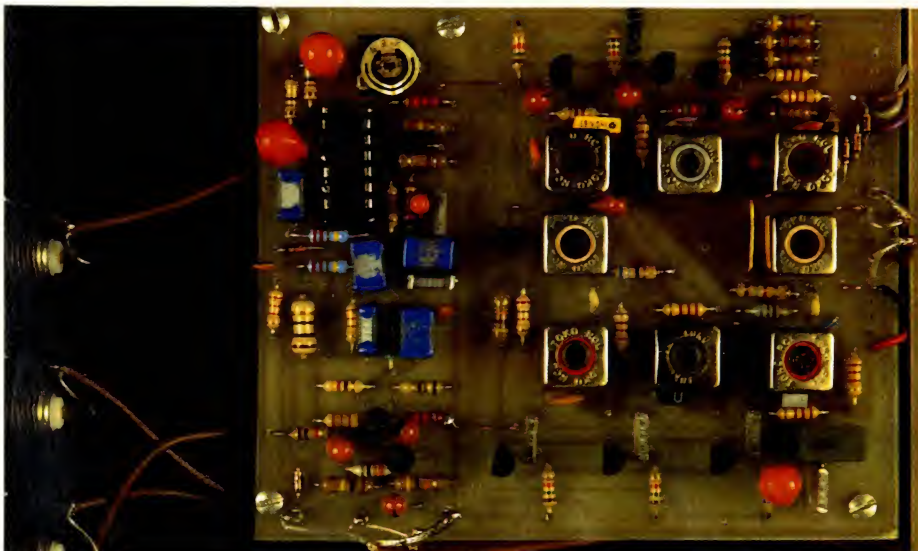
Figure 14 - Tracé des pistes
filtrage luminance/chrominance
extraction du signal «Sandcastle».

Figure 15 - Implantation
des composants.

tance. On pourra définir cet ordre pour affecter un standard particulier à chaque interrupteur. K₁ PAL, K₂ SECAM, K₃ NTSC 4.43, K₄ NTSC 3.58 ou tout autre combinaison K₁ SECAM, K₂ NTSC 4.43, K₃ PAL, K₄ NTSC 3.58, etc.

L'alimentation

La totalité des circuits est alimentée par une source unique + 12 V. Le schéma de principe de l'alimentation, qui n'a rien d'original, est représenté à la figure 19. Le transformateur d'alimentation est en permanence sous tension. On utilise un modèle 2 x 6 V, 15 VA torique. On dispose d'une tension filtrée redressée de 17 V aux bornes de C₆₂ ou C₆₃. Après régulation sommaire par R₉₁ D₂₇ et C₆₄ on dispose de 12 V pour alimenter une bascule D. La sortie Q de cette bascule est connectée à



Réalisation

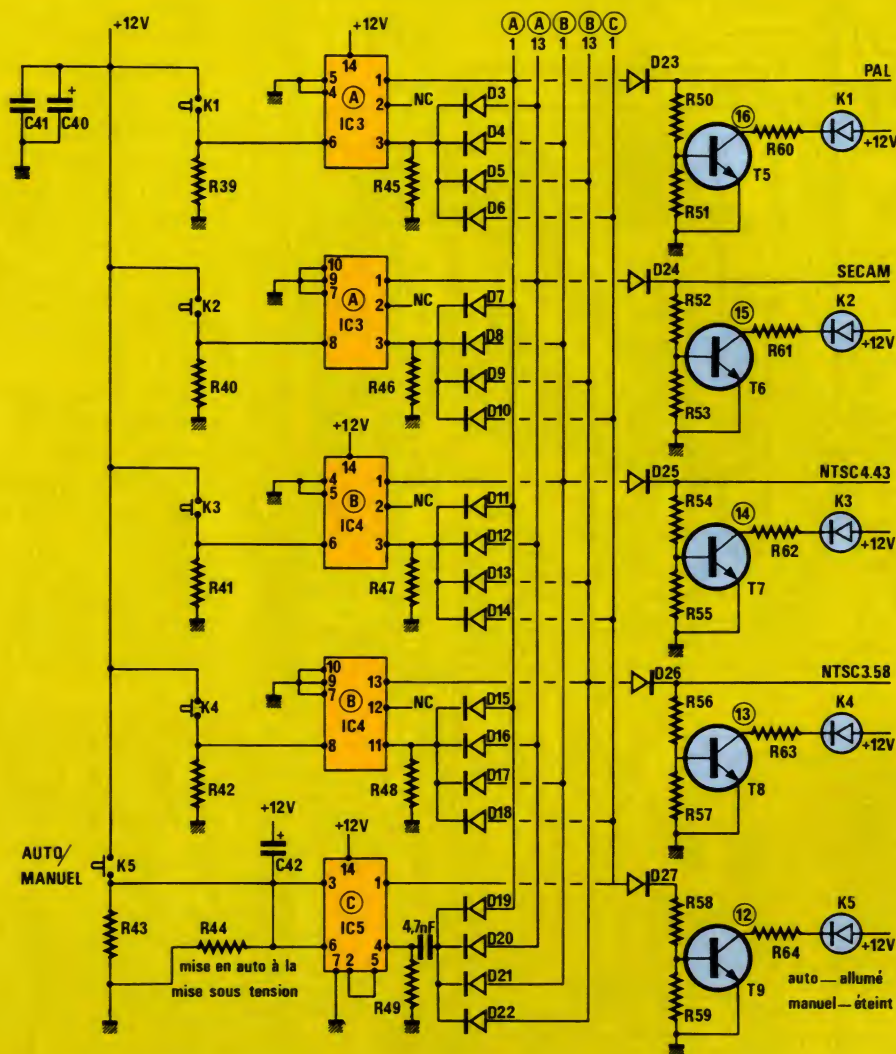


Figure 16 - Circuit de commande et de visualisation de commutation des standards.

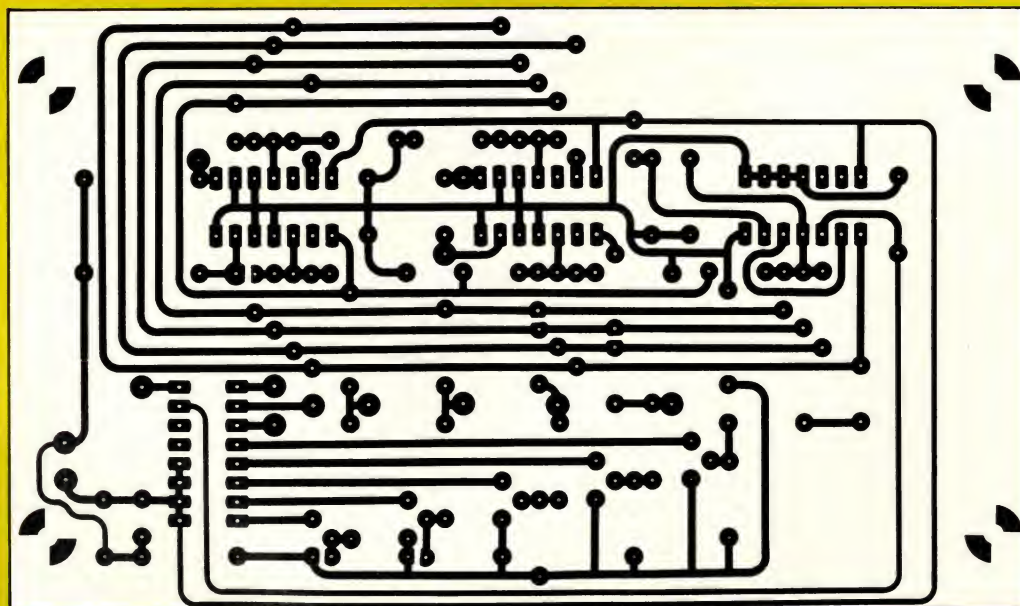


Figure 17 - Tracé des pistes du circuit de commande et de visualisation de commutation des standards.

l'entrée D. A chaque impulsion d'horloge les sorties Q et Q change-
ront d'état. Une des sorties est utili-
sée pour la fermeture du relais RE.

Une pression sur K₆, mise en route
de l'alimentation, une seconde pres-
sion : arrêt, etc. Le régulateur 7812
se charge de fournir un courant ré-
glé avec 12 V entre les bornes de
sortie et la masse.

Le tracé des pistes du circuit d'ali-
mentation est représenté à la **figu-
re 20** et l'implantation des compo-
sants à la **figure 21**.

Comme pour le clavier de com-
mutation de standard, nous utilisons
un deuxième circuit recevant K₆ et la
résistance de limitation de courant
de la diode électroluminescente :
R₉₆.

Les platines recevant les commu-
tateurs K₁ à K₆ seront fixées sur la
contre-face avant comme le montre
les photos.

Malheureusement la découpe et
la gravure de la face avant réalisée
par M. Colas, graveur, 80, boule-
vard de Grenelle, 75015 Paris n'a pu

être terminée pour la prise de vue et
nous nous en excusons auprès de
nos lecteurs.

Mise en service

Le décodeur quadristandard
s'adapte très facilement au moniteur
VCC 90 paru dans RPEL. Seuls qua-
tre composants supplémentaires
sont nécessaires comme le montre le
schéma de la **figure 26**.

Il est possible aussi de réaliser une
carte de dématricage pour obtenir
les informations R, V, B pour un mo-
niteur. La carte de dématricage pa-
rue dans RPEL ne peut convenir : en
effet celle-ci était adaptée aux si-
gnaux Y, R-Y, B-Y, dans le cas
présent nous disposons d'un déco-
deur fournissant Y, -(R-Y) et
-(B-Y).

Les lecteurs désireux de s'orienter
vers une telle solution pourront faci-
lement dématricer ces signaux en
utilisant un TDA 3500 ou un
TDA 3501.

Mise au point et réglages

On dispose à l'arrière du rack
d'une entrée vidéocomposite et de
trois sorties : deux sorties différence
de couleurs -(R-Y), -(B-Y) et une

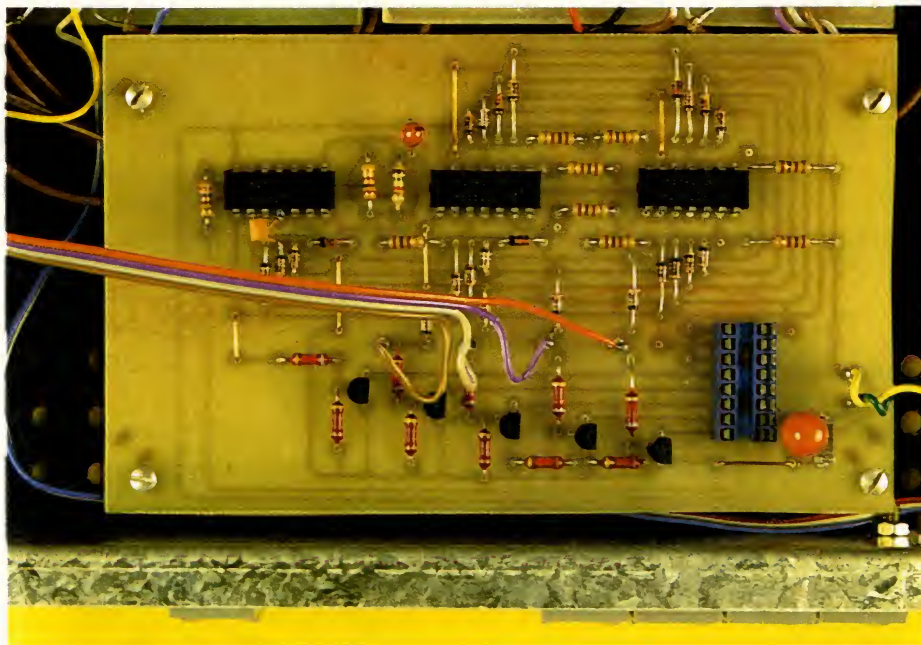
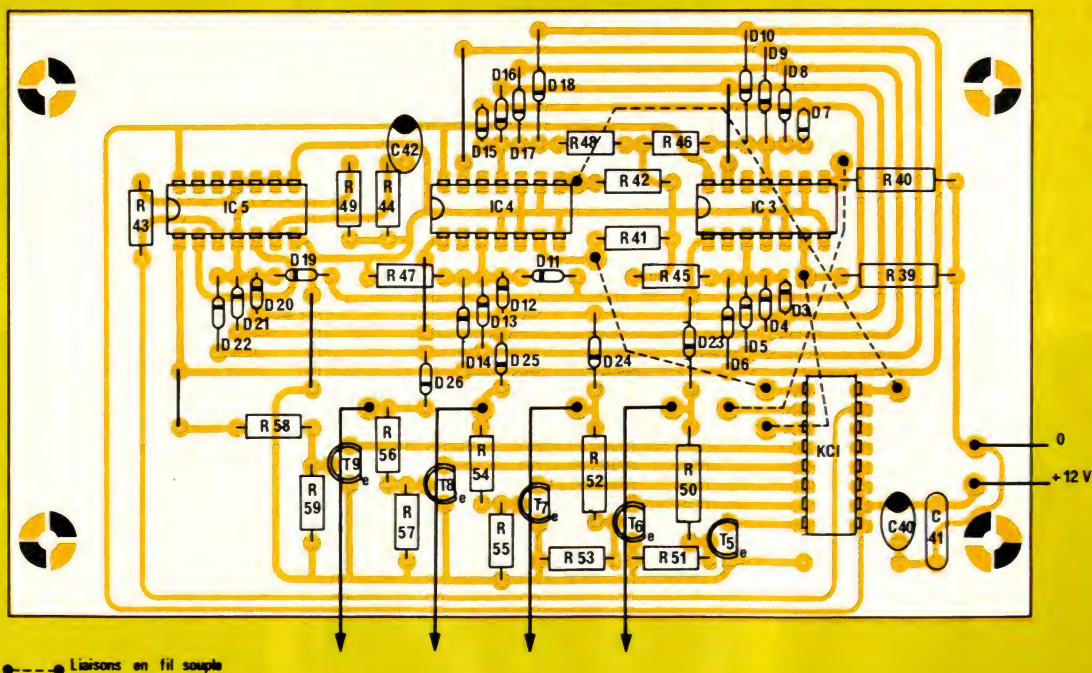
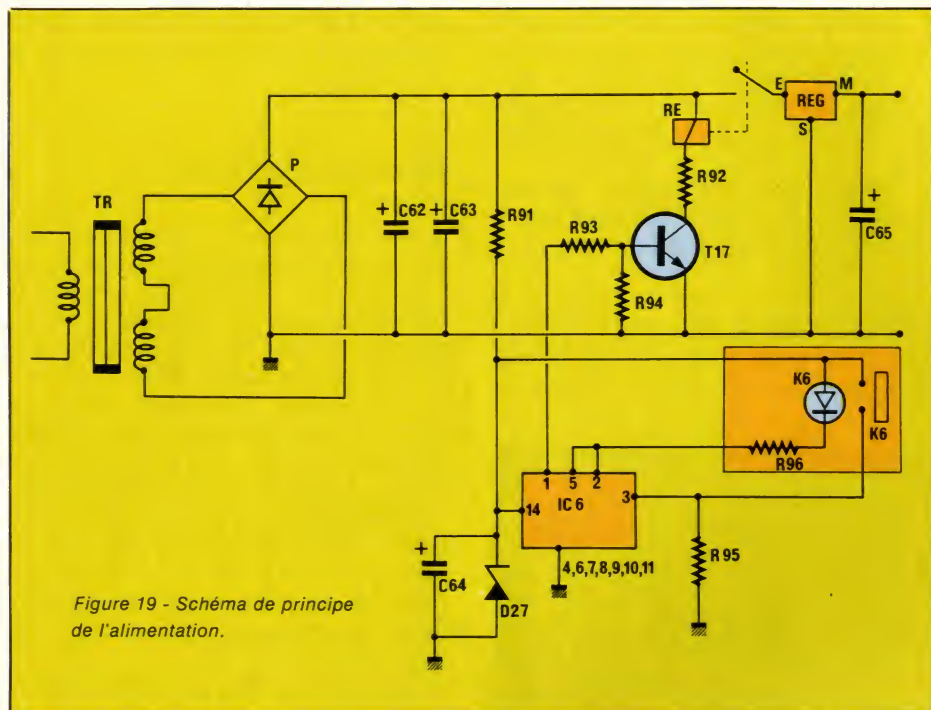


Figure 18 - Implantation des composants.



Réalisation



sortie luminance Y. On suppose que le décodeur est relié au moniteur par un procédé quelconque : Y, différence de couleurs ou R, V, B par dématricage. Le premier élément à régler doit impérativement être R₃₁.

En présence d'un signal vidéo-composite on règle R₃₁ pour avoir un verrouillage du PLL. Cette manipulation est facile si l'on visualise l'impulsion issue de la broche 7 du TDA 2593 en mode double base de temps, l'une retardant l'autre. La seconde étant beaucoup plus rapide que la première, il est bon pour cela de synchroniser l'oscilloscope sur l'impulsion trame disponible à la broche 8 du TDA 2593.

Vient ensuite le réglage des filtres de luminance et de chrominance, en PAL, NTSC et SECAM.

Pour cette manipulation, déconnecter le générateur délivrant le signal vidéo-composite et connecter un générateur pouvant travailler en sinus jusqu'à 10 MHz.

Le standard sera forcé en PAL ou NTSC 4.43. On règle L₁₀ et L₁₂ pour centrer le filtre passe-bande autour de 4433 kHz en visualisant la sortie chrominance. Puis en visualisant le

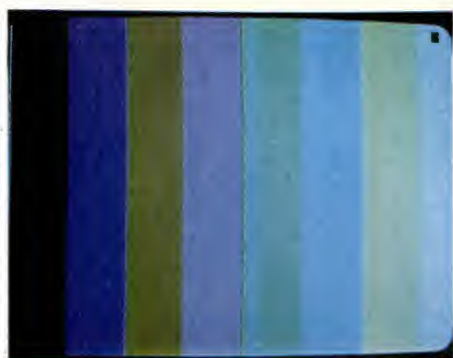
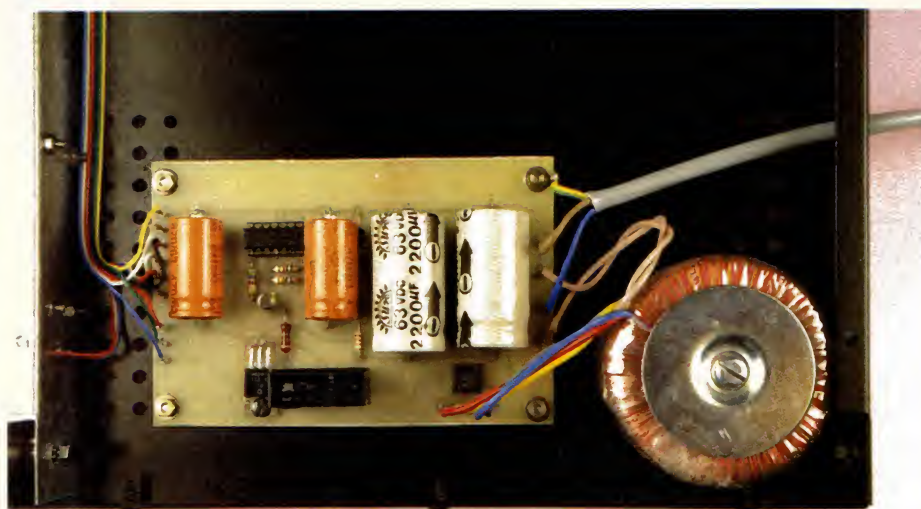
signal présent sur la sortie luminance on règle L₁₁ pour obtenir un minimum à 4433 kHz.

On peut alors passer en SECAM et l'on règle le filtre en cloche. L₃ pour avoir un maximum à 4286 kHz sur la sortie chrominance et par L₉ un minimum à cette même fréquence sur la sortie luminance. Appliquons maintenant un signal vidéo-composite SECAM. En mode automatique on règle L₁ pour avoir une reconnaissance du SECAM, puis L₂ et L₃ pour ajuster les discriminateurs R-Y et B-Y. Pour cette manipulation, il est bon de travailler avec une mire générateur ou mire TDF. En principe L₄ et L₅ ont peu d'effet en SECAM.

A l'aide d'un codeur PAL, micro-ordinateur ou générateur de mire, on injecte un signal vidéo-composite PAL ; on règle alors C₂₄ qui doit être assez proche de la moitié de sa valeur et L₄ et L₅.

Transformation du codeur PAL en codeur NTSC 4.43

Il suffit pour cette transformation de ne pas appliquer à l'entrée inversion de phase du TEA 1002 le signal



Mire de barres NTSC 4.43 luminance 75 % inversée.



Mire de barres PAL luminance 95 %.



Mire de barres PAL luminance 75 %.

Figure 20 - Tracé des pistes de l'alimentation.

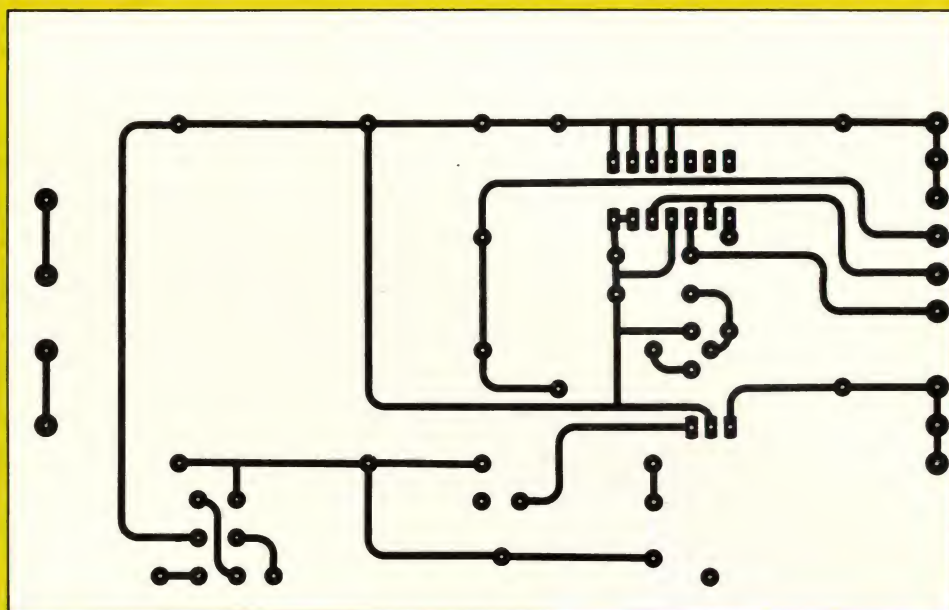
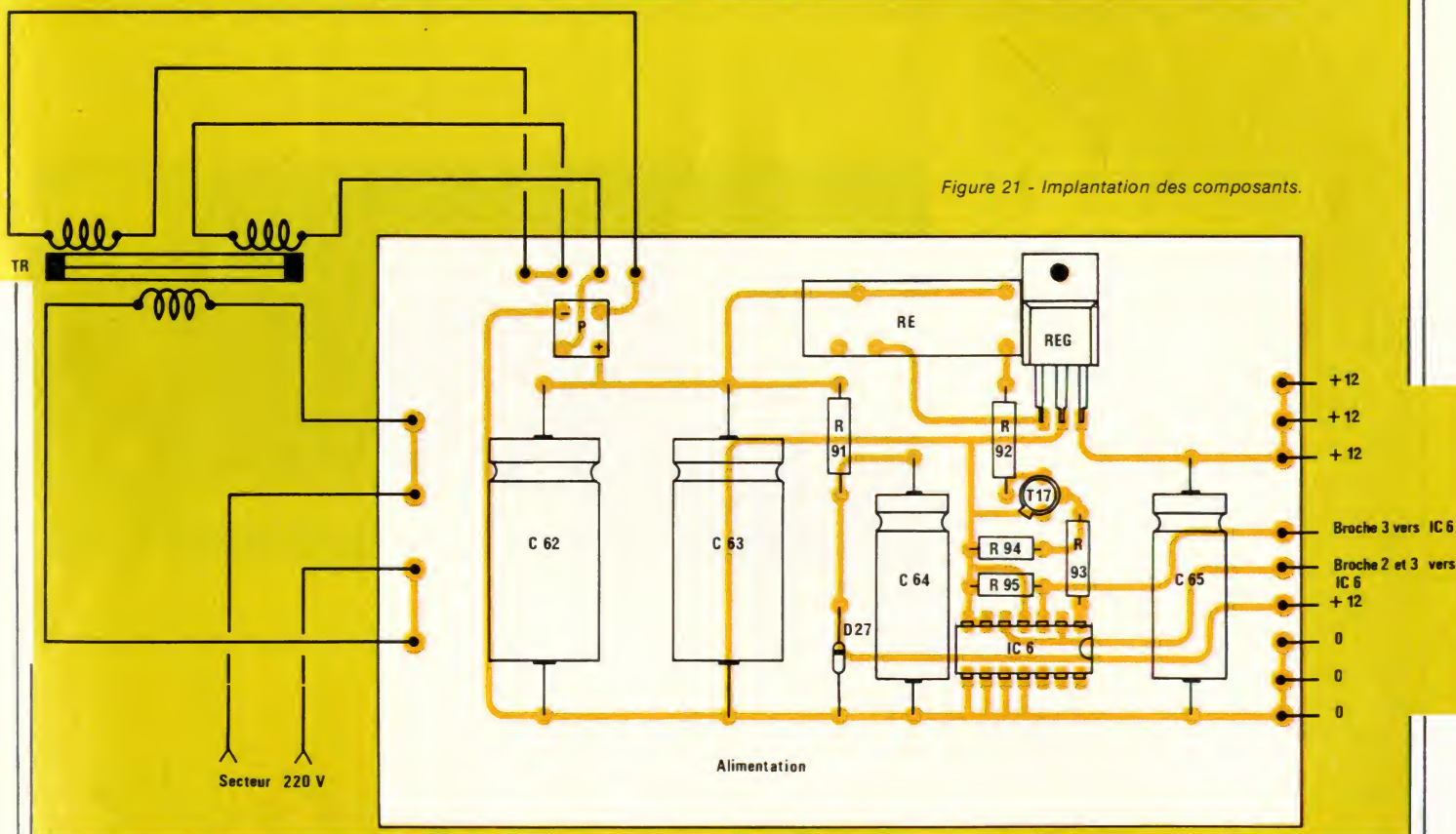
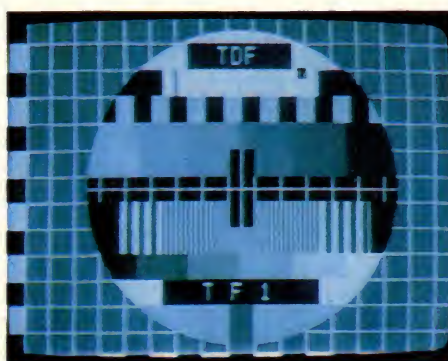


Figure 21 - Implantation des composants.



Mire de barres NTSC 4,43 luminance 95 %.



Mire TDF 1 SECAM autre standard forcé.



SECAM Antenne 2 Antiope.

Réalisation

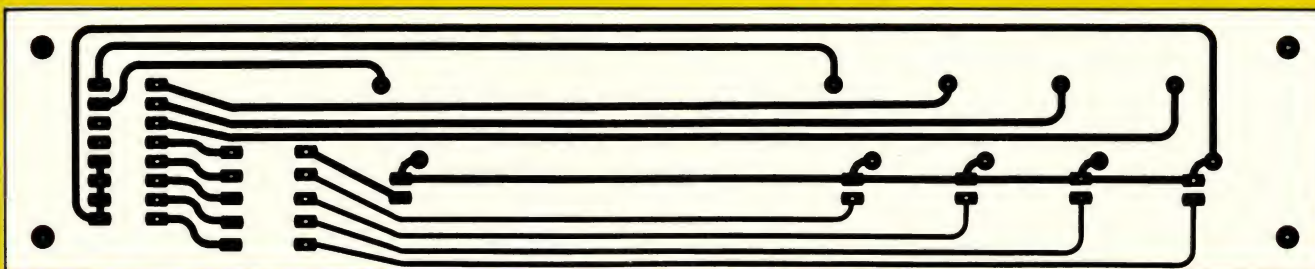


Figure 22 - Tracé des pistes de la platine commutation de standards manuel et automatique.



Figure 23 - Implantation des composants.

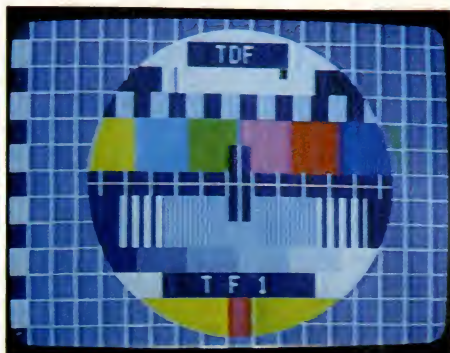
rectangulaire à la fréquence $f_H/2$ mais de bloquer cette entrée au niveau logique « 1 ». On peut placer en face avant un inverseur qui envoie sur la commande d'inversion de phase soit le niveau logique 1 soit le signal à $f_H/2$. On passe ainsi du PAL au NTSC 4.43.

Dans ces conditions le signal peut être appliqué au décodeur quadristandard qui reconnaît le NTSC 4.43. La mire de barres de couleur n'est restituée correctement qu'en polarisant convenablement l'entrée 17 du TDA 4550 : contrôle de teinte.

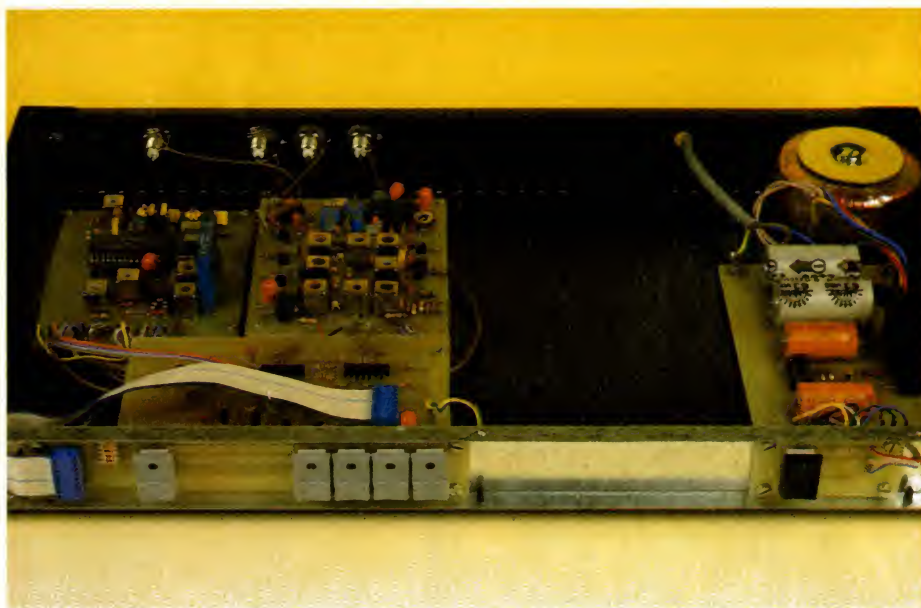
Nous espérons avec ce décodeur avoir satisfait tous nos lecteurs. Le décodeur répondant à tous les problèmes que l'on peut rencontrer, nous ne reviendrons pas sur ce sujet.

Contrairement à ce qu'il peut paraître, ce décodeur est simple et peu coûteux. Les opérations de réglages sont rapides si les principes de codage et décodage sont bien compris. L'auteur espère avoir mis suffisamment l'accent sur ce point.

F. de Dieuleveult



Mire TDF SECAM antenne intérieure (écho).



Nomenclature

Résistances 1/4 W ou 1/ W

R0: 10 kΩ	R16: 1,5 kΩ	R34: 12 kΩ
R1: 10 kΩ	R17: 100 kΩ	R35: 1,2 kΩ
R2: 22 kΩ	R18: 47 kΩ	R36: 3,3 kΩ
R3: 10 kΩ	R19: 33 Ω	R37: 33 kΩ
R4: 22 kΩ	R20: 12 Ω	R38: 15 kΩ
R5: 10 kΩ	R21: 10 kΩ	R39: 2,7 kΩ
R6: 10 kΩ	R22: 1,5 kΩ	R40: 2,7 kΩ
R7: 390 Ω	R23: 470 Ω	R41: 2,7 kΩ
R8: 1,2 kΩ	R24: 150 Ω	R42: 2,7 kΩ
R9: 220 Ω pot ajustable	R25: 1,5 kΩ	R43: 2,7 kΩ
R10: 180 Ω	R26: 2,2 MΩ	R44: 15 kΩ
R11: 5,1 kΩ	R27: 2,2 MΩ	R45: 2,7 kΩ
R12: 10 kΩ	R28: 33 kΩ	R46: 2,7 kΩ
R13: 2,2 kΩ	R29: 12 Ω	R47: 2,7 kΩ
R14: 2,2 kΩ	R30: 12 Ω	R48: 2,7 kΩ
R15: 820 Ω	R31: 47 kΩ ajustable	R49: 2,7 kΩ
	R32: 120 kΩ	R50: 8,2 kΩ
	R33: 82 kΩ	R51: 1,2 kΩ

Figure 24 - Tracé des pistes de la platine de commutation arrêt marche.

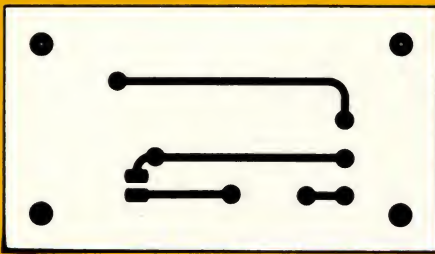
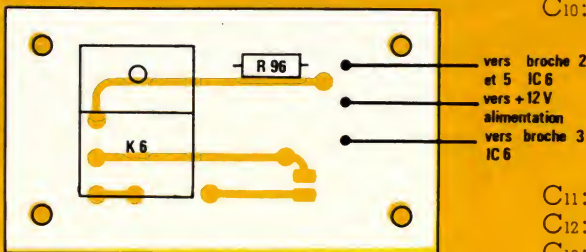


Figure 25 - Implantation des composants.



R52: 8,2 kΩ	R82: 15 kΩ
R53: 1,2 kΩ	R83: 15 kΩ
R54: 8,2 kΩ	R84: 47 kΩ
R55: 1,2 kΩ	R85: 27 kΩ
R56: 8,2 kΩ	R86: 4,7 kΩ
R57: 1,2 kΩ	R87: 4,7 kΩ
R58: 8,2 kΩ	R88: 4,7 kΩ
R59: 1,2 kΩ	R89: 2,2 kΩ
R60: 3,3 kΩ	R90: 2,2 kΩ
R61: 3,3 kΩ	R91: 3,3 kΩ
R62: 3,3 kΩ	R92: 150 Ω
R63: 3,3 kΩ	R93: 5,6 kΩ
R64: 3,3 kΩ	R94: 1 kΩ
R65: 68 Ω	R95: 1 kΩ
R66: 68 Ω	R96: 3,3 kΩ
R67: 2,2 kΩ	
R68: 2,2 kΩ	
R69: 2,2 kΩ	
R70: 1,8 kΩ	
R71: 1,8 kΩ	
R72: 470 Ω	
R73: 560 Ω	
R74: 18 kΩ	
R75: 3,3 kΩ	
R76: 2,2 kΩ	
R77: 1,8 kΩ	
R78: 15 kΩ	
R79: 15 kΩ	
R80: 15 kΩ	
R81: 15 kΩ	

Condensateurs

C1: 220 pF céramique
C2: 1 nF céramique
C3: 0,33 μF MKH
C4: 47 nF MKH
C5: 22 nF MKH
C6: 0,33 μF MKH
C7: 22 nF MKH
C8: 22 nF MKH
C9: 1 nF céramique
C10: 68 pF céramique

C11: 22 pF céramique
C12: 68 pF céramique
C13: 68 pF céramique
C14: 22 pF céramique
C15: 68 pF céramique
C16: 68 pF céramique
C17: 150 pF céramique
C18: 150 pF céramique
C19: 10 nF MKH
C20: 10 nF MKH
C21: 1 nF céramique
C22: 1 nF céramique
C23: 47 μF/16 V tantale
C24: 10 μF/10 V tantale
C25: 10 μF/10 V tantale
C26: 47 μF/16 V tantale
C27: 47 μF/16 V tantale
C28: 100 pF céramique
C29: 0,47 μF MKH
C30: 0,47 μF MKH
C31: 4,7 nF MKH
C32: 47 μF/16 V tantale
C33: 10 nF MKH
C34: 4,7 μF/10 V tantale
C35: 0,47 μF MKH
C36: 0,22 μF MKH
C37: 0,1 μF MKH
C38: 4,7 nF MKH
C39: 4,7 nF céramique
C40: 47 μF/16 V tantale
C41: 0,1 μF MKH
C42: 10 μF/16 V tantale
C43: 820 pF céramique
C44: 820 pF céramique

C45: 470 pF céramique
C46: 270 pF céramique
C47: 330 pF céramique
C48: 39 pF céramique
C49: 1,2 nF céramique
C50: 27 pF céramique
C51: 820 pF céramique
C52: 56 pF céramique
C53: 10 nF MKH
C54: 10 nF MKH
C55: 10 nF MKH
C56: 10 μF/10 V tantale
C57: 10 μF/10 V tantale
C58: 10 μF/10 V tantale
C59: 10 μF/10 V tantale
C60: 47 μF/16 V tantale
C61: 0,1 μF MKH
C62: 2200 μF/40 V chimique
C63: 2200 μF/40 V chimique
C64: 470 μF/40 V chimique
C65: 470 μF/40 V chimique

Selfs TOKO

L1: D 11 N
L2: D 11 N
L3: D 11 N
L4: D 11 N voir texte
L5: D 11 N voir texte
L6: 220 μH
L7: 220 μH
L8: A2
L9: D 11 N
L10: KXNK 3335 R
L11: KXNK 3333 R
L12: KACS 4520 A
L13: KXNK 3335 R
L14: KXNK 3333 R
L15: KACS 4520 A

T8: MPSA 18
T9: MPSA 18
T10: BC 546 B
T11: BC 546 B
T12: BC 546 B
T13: BC 546 B
T14: BC 546 B
T15: BC 546 B
T16: BC 546 B
T17: 2N 2222

Circuit intégré

IC1: TDA 4550 ou TDA 4555
IC2: TDA 2593
IC3: HEF 4013
IC4: HEF 4013
IC5: HEF 4013
IC6: HEF 4013

Transistors

T1: BC 548 B
T2: BC 548 B
T3: BC 548 B
T4: BC 548 B
T5: MPSA 18
T6: MPSA 18
T7: MPSA 18

Diodes

D1, D26: 1N 4148
D27: Zener 12 V
D28, D30: 1N 4148

REG : régulateur 12 V 1A TD 220
RE : Relais OMRON 12 V
K1 à K4 : Interrupteurs Jeanrenaud DMB1
led rouge cabochon gris
K5 : DMB1
led verte cabochon gris
K6 : DMB1 led verte cabochon noir
TR : transfo torique 2 x 6 V 15 VA
P : Pont redresseur 100 V 1A
LAR : ligne à retard 64 μs DL 710 RTC
RACK : ESM 1 UNITE

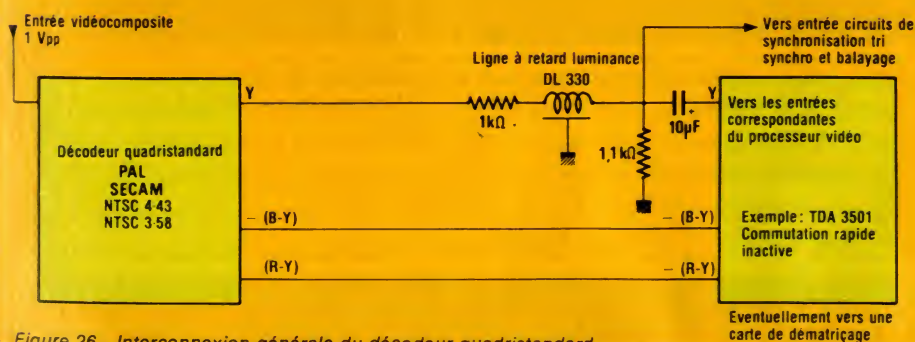


Figure 26 - Interconnexion générale du décodeur quadristandard.



L'ENCYCLOPEDIE PRATIQUE DE L'ELECTRONIQUE

COMPRENDRE...

Dans les années à venir, l'électronique est appelée à jouer un rôle croissant dans notre vie quotidienne. Aujourd'hui une encyclopédie vous y prépare : c'est le Livre Pratique de l'Electronique EUROTECHNIQUE. Seize volumes abondamment illustrés traitant dans des chapitres clairs et précis de la théorie de l'électronique. Une œuvre considérable détaillée, accessible à tous, que vous pourrez consulter à tout moment.

FAIRE...

Pour saisir concrètement les phénomènes de l'électronique, cette encyclopédie est accompagnée de quinze coffrets de matériel contenant tous les composants permettant une application immédiate. Vous réaliserez plus de cent expériences passionnantes et, grâce à des directives claires et très détaillées, vous passerez progressivement des expériences aux réalisations définitives.

SAVOIR...

Conçue par des ingénieurs, des professeurs et des techniciens hautement qualifiés possédant de longues années d'expérience en électronique, cette encyclopédie fait appel à une méthode simple, originale et efficace.

16 VOLUMES QUI DOIVENT ABSOLUMENT FIGURER DANS VOTRE BIBLIOTHEQUE ET 15 COFFRETS DE MATERIEL

Le Livre Pratique de l'Electronique est l'association d'une somme remarquable de connaissances techniques (5000 pages, 1500 illustrations contenues dans 16 volumes reliés pleine toile) et d'un ensemble de matériel vous permettant de réaliser des appareils de mesure et un ampli-tuner stéréo.



eurotechnique

FAIRE POUR SAVOIR
rue Fernand-Holweck, 21100 Dijon

Renvoyez - nous vite ce bon

**BON POUR UNE
DOCUMENTATION GRATUITE**

à compléter
et à renvoyer aujourd'hui
à EUROTECHNIQUE
rue Fernand-Holweck
21100 Dijon

Je désire recevoir gratuitement et sans engagement de ma part
votre documentation sur le Livre Pratique de l'Electronique.

09177

Nom

Prénom

Adresse

Code Postal

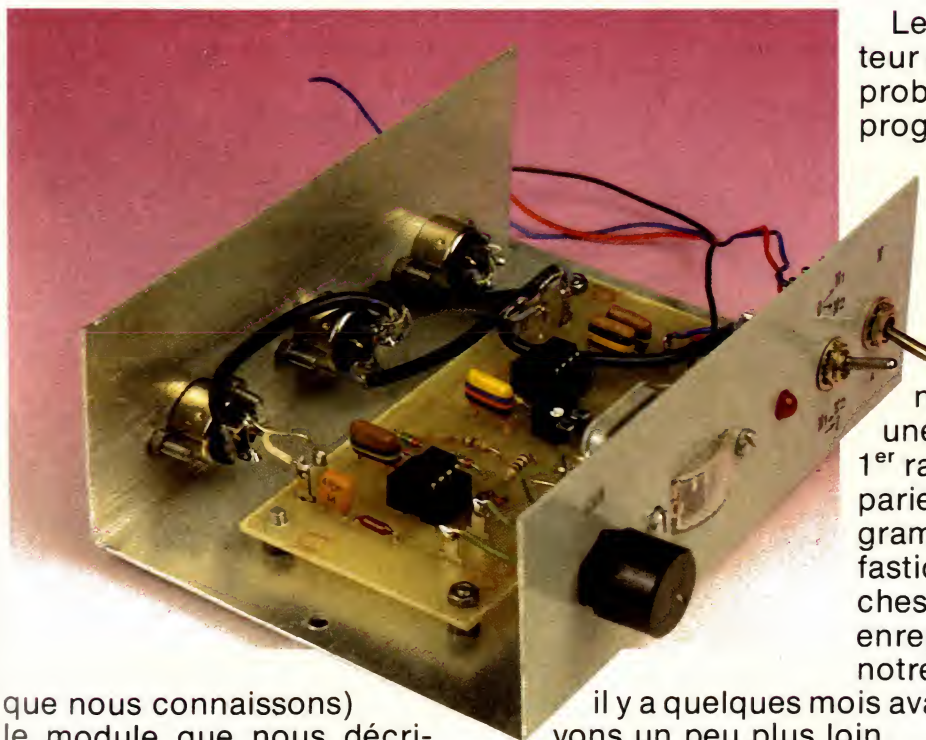
Localité

Circuit de mise en forme des signaux issus de cassettes et destinés à un ordinateur

temps: ⏰ ⏰

difficulté: 🧩

dépense: 💰



Les possesseurs de micro-ordinateur ont sans doute été confrontés aux problèmes d'enregistrement de leurs programmes sur magnétophone au moins une fois (si ce n'est plusieurs) à moins bien entendu qu'il n'ait fait l'acquisition simultanée d'un micro-ordinateur et d'un magnétophone qualifié de numérique pour la circonstance par les fabricants. Si ce n'est pas le cas et à moins d'avoir une chance digne d'un gagnant du 1^{er} rang au Loto national, il y a fort à parier que nombreux sont les programmes qui ont connus des recopies fastidieuses et parsemées d'embûches surtout si ceux-ci avaient été enregistrés en vitesse rapide. Ce fut notre cas (et celui de nombreux amis

que nous connaissons) le module que nous décri-

il y a quelques mois avant que nous ne mettions au point vons un peu plus loin.

Nous avons surtout noté que les problèmes surviennent principalement lors des transferts du magnétophone vers le micro-ordinateur et ceci aussi bien pour des cassettes que nous avons nous-même enregistrées que pour des cassettes louées à des magasins spécialisés.

Un deuxième problème lié au précédent est la recopie éventuelle de cassettes (les nôtres bien entendu puisqu'il est interdit de recopier celles du commerce !). Cette opération nécessite une lecture du programme original qui est donc transféré dans la mémoire de l'ordinateur puis une recopie sur une deuxième cassette soit deux opérations qui peuvent devenir fastidieuses dans le cas où il s'agit de programmes assez longs. Notons que cette opération en deux temps est irréalisable avec les cassettes du commerce.

C'est donc pour remédier à ces différents problèmes que nous vous proposons de réaliser le montage suivant.

Réalisation

Schéma de principe

Celui-ci est donné à la figure 1 et ne nécessite que deux circuits intégrés, des AOP de type TL 081.

Le premier de ces AOP (IC₁) est monté en amplificateur de gain réglable par le potentiomètre P et de valeur $A_v = -P/R_1$. L'inversion de phase n'a ici aucune incidence sur le fonctionnement du montage. Le condensateur C₁ a pour rôle d'isoler une éventuelle composante continue issue du magnétophone M₁.

Les diodes D₁, D₂ et D₃, D₄ écrêtent le signal amplifié avant de l'appliquer à un trigger réalisé autour de IC₂. La résistance R₂ limite le courant dans les 4 diodes D₁ à D₄. Le seuil de basculement et l'hystérésis du trigger dépendent des résistances R₆, R₇ et de R₈. Nous avons choisi pour notre application de garder R₆, R₇ fixes et de faire varier R₈ qui détermine en fonction de la position de son curseur une tension de référence notée V_{réf}.

Le seuil de basculement et l'hystérésis sont donnés dans ce cas par les formules :

$$V_D = V_{réf} + (V_H - V_{réf}) \frac{R_6}{R_6 + R_7}$$

$$\text{et } \Delta V = (V_H - V_L) \frac{R_6}{R_6 + R_7}$$

ici V_H est voisin de +V_{ALIM} et V_L de -V_{ALIM}. (Voir figure 2)

Compte-tenu des valeurs utilisées pour notre maquette, cela nous

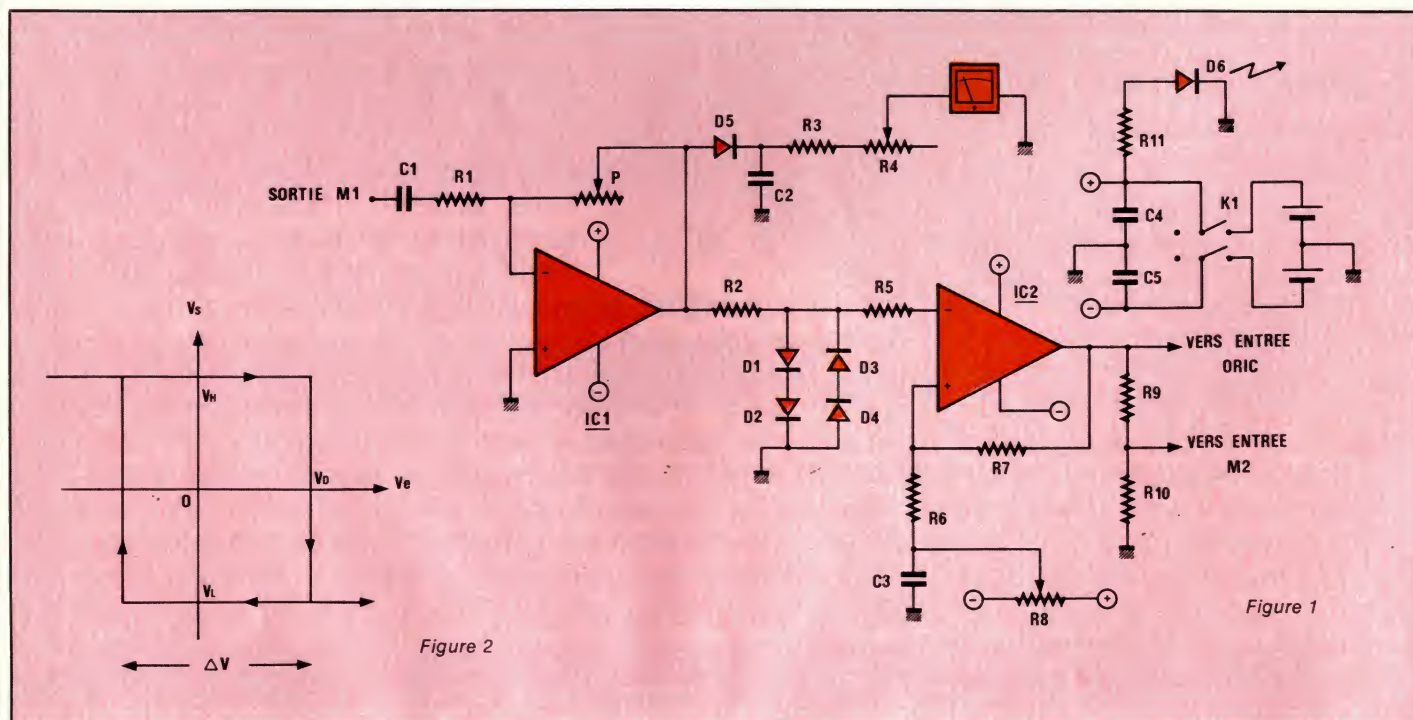
donne $\Delta V \approx 0,42$ volts et V_D = 0,94 V_{réf} + 0,16 (V_{réf} variable avec R₈). On pourra donc en agissant sur R₈ obtenir une symétrisation idéale des signaux issus de IC₂.

La sortie du trigger alimente un diviseur résistif qui permet d'obtenir le niveau nécessaire à l'entrée enregistrement du magnétophone M₂. L'entrée de l'ordinateur reçoit directement la tension délivrée par le trigger. Un vu-mètre reçoit le signal disponible à la sortie de IC₁ après un redressement assuré par D₅ et un filtrage sommaire dû à C₂. Le courant dans ce vu-mètre est réglé par R₄.

La diode Led D₆ indique par son état que le montage est sous tension. Pour finir les 2 condensateurs C₄ et C₅ découplent les piles 4,5 V servant à l'alimentation.

Réalisation pratique

Le circuit imprimé figure 3 reçoit les composants conformément au schéma d'implantation de la figure 4. On veillera à respecter l'orientation des composants actifs, diodes et circuits intégrés. De plus l'emploi de picots à souder est vivement re-



commandé pour assurer les liaisons avec les diverses bornes et interrupteurs. Ne pas oublier le strap à côté de R₁₁.

Mise en coffret

Le coffret utilisé est un modèle ESM, EM14105 de dimensions (14 x 10 x 5 cm). La face avant reçoit le potentiomètre P, le vu-mètre, la diode Led D₆, l'interrupteur K₁ et l'inverseur simple K₂ dont nous verrons le rôle dans la suite de cet article. La face arrière reçoit les 3 embases DIN 5 broches nécessaires aux connexions vers le magnétophone, l'ordinateur et un éventuel second magnétophone utilisé pour la duplication de programmes. Le circuit imprimé est fixé à l'aide de vis et écrous sur le fond du boîtier et les piles à la coquille supérieure.

Interconnexion et réglages

Sur la figure 5 nous avons représenté les 3 embases DIN et les divers composants non fixés sur le circuit imprimé.

La sortie de l'ordinateur est appliquée directement à l'entrée enregistrement du magnétophone M₁. Cette même sortie est appliquée à la position a du commutateur K₂ permettant ainsi d'obtenir simultanément 2 enregistrements d'un même programme à partir de l'ordinateur et sans l'aide de notre maquette.

L'entrée du micro-ordinateur reçoit la sortie du trigger non atténuée. La sortie atténuée est appliquée à la position b de K₂ permettant ainsi la recopie de magnéto cassette à magnéto cassette sans passer par le micro-ordinateur.

Lorsque ces diverses connexions

sont réalisées, on peut passer aux réglages, très simples rassurez-vous, mais qui nécessitent cependant de disposer d'un oscilloscope.

On connecte à l'entrée du montage un magnétophone muni d'un programme (sur cassette) enregistré en vitesse rapide. On règle alors P pour obtenir à la sortie de IC₁ des signaux d'amplitude crête d'environ 2 volts à 2,5 volts. On connecte ensuite l'oscilloscope à la sortie de IC₂ et on règle R₈ de façon à obtenir des signaux carrés régulièrement répartis autour du niveau zéro volt. Un dérèglement excessif de R₈ dans un sens ou dans l'autre entraînera le maintien de la sortie de IC₂ à un niveau de saturation positif ou négatif suivant le cas. Il ne reste plus qu'à régler R₄ pour que l'indication du vu-mètre soit par exemple égale à la moitié de la déviation totale, position qui servira de repère pour des enregistrements ultérieurs.

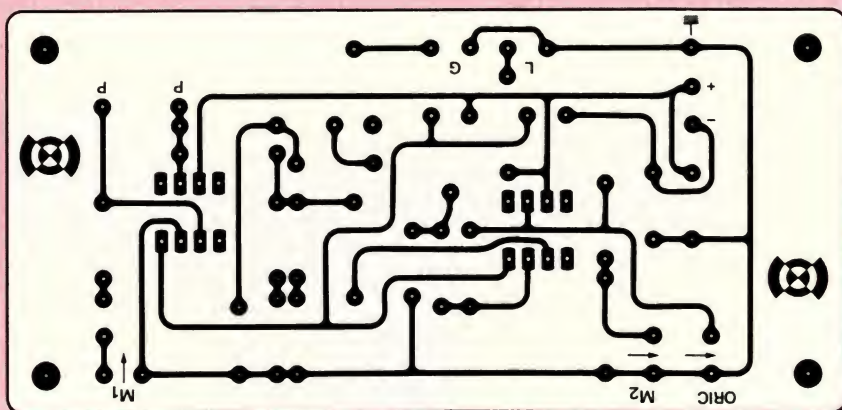


Figure 3

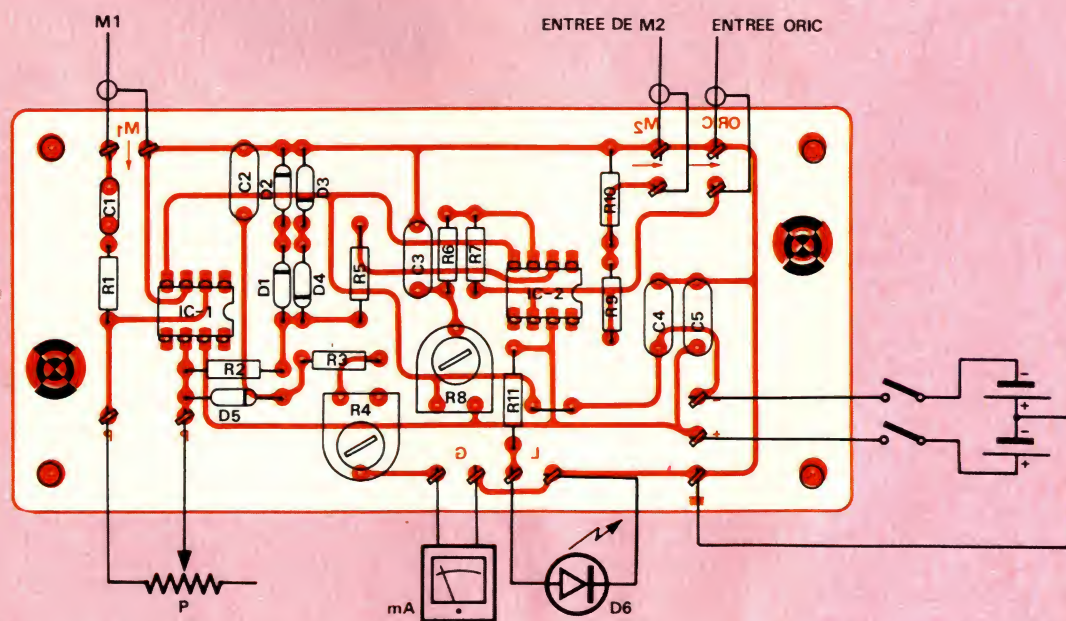


Figure 4

Réalisation

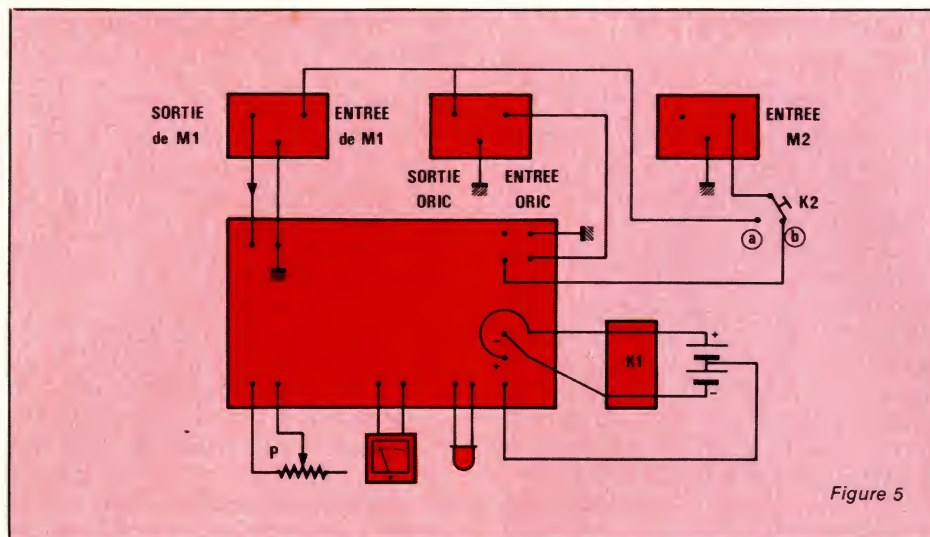


Figure 5

Une fois ces réglages terminés, on peut alors vérifier en transférant un programme cassette dans l'ordinateur que tout fonctionne correctement.

des signaux de sortie des magnétophones. Seul un problème de niveau pourrait éventuellement se manifester suivant le type d'ordinateur utilisé.

Si votre magnétophone est muni d'une sortie qui évite de passer par la tonalité de l'amplificateur BF, il est préférable d'utiliser celle-ci plutôt que la sortie au niveau du HP car vous évitez ainsi les problèmes de distorsion introduits par les étages de puissance.

Lorsque vous réaliserez les cordons qui relient les différents éléments : ordinateur, magnétophone, circuit de mise en forme, faites très attention à ne pas mélanger les entrées-sorties.

Nous pensons que ce montage vous rendra de gros services et que vous pourrez charger vos programmes sans craindre d'avoir des erreurs de recopie et ce même en vitesse rapide (2400 Bauds sur l'ORIC).

F. Jongbloët

Utilisation, remarques

Dans la fonction stockage de programmes issus de l'ordinateur sur une cassette, il est inutile de mettre notre module sous tension puisque la liaison entre les entrées magnétophone et la sortie ordinateur est directe. Les signaux de sortie des ordinateurs sont en général assez propres (bien carrés) pour que leur mise en forme soit inutile.

Par contre toutes les fois qu'une lecture de programme ou une recopie de cassette à cassette est envisagée, la remise en forme des signaux est obligatoire car la forme initiale (carrée) de ceux-ci est très altérée. La deuxième raison qui rend ce montage indispensable est que le niveau d'enregistrement varie souvent d'un magnétophone à l'autre. Aussi lorsque vous utiliserez des cassettes que l'on vous aura prêtées, il vous suffira de régler le potentiomètre P pour que l'aiguille du vumètre se place sur votre reprise et dans ce cas vous serez certain que votre programme passera correctement.

Notons que le diviseur R₉-R₁₀ permet de disposer d'un niveau de sortie pour un second magnétophone d'amplitude de l'ordre de 0,1 à 0,15 V qui représente aussi le niveau de sortie d'ordinateurs tels que l'ORIC pour lequel nous avons spécialement réalisé cette maquette. Nous pensons toutefois que ce n'est pas là le seul ordinateur qui s'accommode de cette mise en forme puisque dans tous les cas nous améliorons la forme



Nomenclature

Résistances 1/4 W 5 %

R₁, R₂: 1 kΩ
R₃, R₄: suivant sensibilité du vu-mètre (pour un 800 μA pleine échelle R₃ = 47 Ω et R₄ = 100 Ω)
R₅, R₆: 10 kΩ
R₇: 180 kΩ
R₈: 10 kΩ AJ couchée
R₉: 2,2 kΩ
R₁₀: 150 Ω
R₁₁: 270 Ω
P: potentiomètre 22 kΩA

Condensateurs

C₁: 470nF 63 V
C₂: 0,1 μF
C₃: 47 nF
C₄, C₅: 0,1 μF

Semi-conducteurs

IC₁, IC₂: TL081
D₁ à D₅: 1N 4148 ou 1N914
D₆: diode Led 5 mm

Divers

K₁: interrupteur bipolaire
K₂: inverseur simple
1 vu-mètre
1 boîtier ESM EM 14/05
15 picots à souder
vis, écrous de 3 mm

electro-puce

MOTOROLA	prix T.T.C.
6800	37,50
6802	36,50
6809	69,00
68B09	136,50
6821	19,50
6840	41,00
6850	19,50
68000P8	366,50

EFCIS	prix T.T.C.
9364	97,00
9365-66	373,00
9367	455,00
7910	464,00

ROCKWELL	prix T.T.C.
6502	75,00
6502A	82,00
6522	66,00
6532	83,00
6545	114,00
6551	79,00

MÉMOIRES	prix T.T.C.
4116	17,00
4164	75,00
4416	75,00
2716	35,00
2732	60,00
2732A	90,00
2764	110,00

**SPECIALISEE EN
ELECTRONIQUE
NUMERIQUE**

OFFRE SPÉCIALE
réalisez votre

CARTE GRAPHIQUE COULEURS
(512 x 256 points, en 16 couleurs)

800 F T.T.C.

avec
- un 9367
- huit 4416
- une documentation

LECTEURS DE DISQUETTES BASF

- 6128 : 48 TPI Slim Line DF/DD 500 Ko 2 150 F TTC
- 6138 : 96 TPI Slim Line DF/DD 1 Mo 2 550 F TTC

Vente par correspondance
(frais d'envoi : 15 F pour les C.I.)

INTEL	prix T.T.C.
8085	68,00
8088	175,00
8031	165,00
8155-56	68,50
8251	54,50
8253	61,50
8255	46,50
8257	56,00
8259	68,50
8279	68,50

ZILOG	prix T.T.C.
Z80 4 MHz	38,50
CPU	38,50
CTC	38,50
PIO	111,00
DMA	102,50
SIO	548,50
Z 8001	552,00
Z 8010	508,00
Z 8030-8530	478,00
Z 8031-8531	508,00
Z 8036-8536	300,00
Z 8671	

WESTERN DIGITAL	prix T.T.C.
179x	265,00
279x	520,00

4, rue de Trétaigne 75018 PARIS M° Jules Joffrin Tél. : (1) 254.24.00

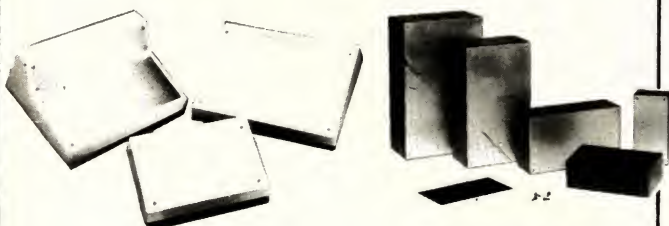
Heures d'ouverture : 9 h 30-12 h - 14 h-18 h 30 du lundi au samedi

La plus large gamme
de coffrets

RETEX

Pour l'amateur
et le Professionnel

PUPITRE PLASTIQUE



ABOX
Face avant ALU

POLYBOX
plastique

SOLBOX

Face avant ALU ou A.B.S.
avec support pour C.I.

Nouvelle gamme

ELBOX



Coffrets Plastique face avant et arrière Alu

Chassis métallique
servant de guide et
support de cartes C.I.

CODE	LAR.	HAUT	PROF.
RE-1	89	40	145
RE-2	170	55	145
RE-3	230	75	177
RE-4	246	100	220

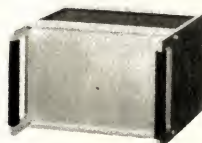
MURBOX

Petit modèle
à fixation murale

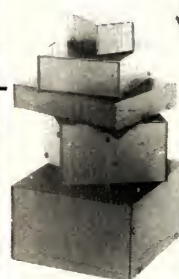


OCTOBOX

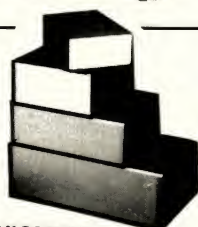
avec ou sans poignée.
Hauteur 80 - 100 - 130
en ALU EXTRUDÉ anodisé
larg. : 150 à 400, Prof. 150 à 300.



PUPITRE MÉTALLIQUE



MINIBOX



VISEBOX




**DATABOX
KEYBOX**

RETEX-FRANCE

Le Dépôt Electronique
84470 CHÂTEAUNEUF DE GADAGNE
TEL. (90) 22.22.40 - TELEX 431 614 F

Circuit d'amélioration des transitoires couleur

temps: 

difficulté: 

dépense: 

Dans de précédents articles nous avons eu l'occasion de décrire divers codeurs et décodeurs PAL et SECAM. Bien qu'une étude comparée des divers avantages et inconvénients de l'un par rapport à l'autre soit particulièrement instructive, celle-ci sortirait du cadre de notre revue et les lecteurs intéressés pourront consulter un des ouvrages cités en bibliographie à la fin de cet article. Retenons simplement que les transitions rapides de couleurs constituent un excellent moyen pour visualiser d'éventuels défauts.

Pour cette raison nous vous avons proposé successivement, un générateur de barres en couleur et un codeur SECAM. Un des plus importants défauts de ce système peut être observé au cours de la transition vert/magenta.

Le module que nous vous proposons ce mois-ci pallie le manque de netteté des transitions de couleur et peut s'intercaler dans n'importe quel TVC.

Dans un premier temps nous étudierons les causes de ce défaut puis nous verrons comment celui-ci est résolu par RTC avec la description du circuit intégré TDA 4560. Viennent ensuite la réalisation pratique et un chapitre important consacré à la mise en œuvre de ce module.

Les signaux de différences de couleurs

On sait que dans un codeur SECAM, on génère un signal vidéo-composite à partir des informations suivantes :

- signal de synchronisation composite : ligne + trame ;
- signal de luminance défini par la relation :

$$E_y = 0,59 E_R + 0,30 E_V + 0,11 E_B ;$$

- signaux de différence de couleurs D_R et D_B définis de la manière suivante :

$$D_R = -1,9 (E_R - E_y) \text{ et}$$

$$D_B = 1,5 (E_B - E_y)$$

Les signaux de différence de couleurs D_R et D_B sont préaccentués à 85 kHz et la bande passante est limitée à 1,3 MHz à - 3 dB. Temps de montée et bande passante étant liés par la relation $B \text{ (MHz)} = 0,35/t \text{ (}\mu\text{s)}$, il est évident que les signaux de différence de couleurs D_R et D_B ne pourront avoir des temps de montée supérieurs à 300 ns.

Dans les systèmes L ou L', le signal de luminance E_y traverse des circuits ayant une bande passante de 5 MHz environ. Les temps de montée sont alors de l'ordre de 70 ns.

La différence de ces temps de montée justifie la présence de la ligne à retard luminance, de cette manière les signaux luma et chroma apparaissent simultanément en un point donné de l'écran.

L'imperfection des transitions des couleurs verticales n'est pas simplement due à la limitation des temps de montée des signaux D_R et D_B mais aussi au principe même de transmission séquentielle des informations D_R et D_B .

Revenons au cas d'une mire de barres normalisée. Celle-ci se compose de huit barres verticales de luminance décroissante de gauche à droite et comporte les couleurs suivantes : blanc, jaune, cyan, vert, magenta, rouge, bleu et noir. Chacun a pu constater que la transition vert-magenta est particulièrement mauvaise et ce qu'il s'agisse d'une

mire transmise par TDF ou d'un appareil réalisé par vos soins.

Ce phénomène s'explique simplement : pour le vert on a $V = 1$, $R = B = 0$ et pour le magenta $V = 0$, $R = B = 1$. Ce qui signifie que les trois signaux R, V, B commutent au même instant. En fait ces trois signaux devraient commuter au même instant mais il n'en est rien. Les signaux R, V, B sont obtenus après dématricage à partir des signaux D_R, D_B et E_y . Ceci ne pose aucun problème puisque l'on connaît la relation $E_y = 0,59 E_R + 0,30 E_V + 0,11 E_B$. Du fait des différentes bandes passantes allouées à E_y et aux signaux de différence de couleurs, la transition résultante manque de netteté. On se situe dans un cas particulier où la transition peut être améliorée en raidissant artificiellement les fronts des signaux différence de couleurs.

Fort heureusement il n'y a dans la nature que très peu de cas où l'on est en présence d'images très fortement contrastées comportant des transi-

tions brutales de couleur. Cet état de chose nous permet de nous contenter d'un système de transmission relativement simple donnant de très bons résultats dans la plupart des cas.

Pour les possesseurs de microordinateurs, le problème est différent et quasi permanent. Prenons par exemple le cas d'un téléviseur ne possédant pas l'embase PÉRITEL ; on aura alors une chaîne constituée par le micro-ordinateur, un codeur SECAM et un modulateur UHF. Quelques lignes de programme suffisent pour générer une mire de barres et constater que la transition vert-magenta est loin d'être impeccable. Ceci nous a donc amenés à décrire un circuit d'amélioration des transitoires couleur utilisant le circuit intégré RTC TDA 4560.

Le circuit RTC TDA 4560

Le synoptique interne du circuit intégré 4560 est représenté à la figure 1. Les signaux R-Y et B-Y sont respectivement appliqués aux entrées 1 et 2, et sont disponibles aux sorties 8 et 7 avec des fronts de montés améliorés. Notons au passage qu'aucune tension continue ne doit être appliquée aux bornes 3, 4, 5, 6, 9, 13 et 14.

Le traitement des flancs des informations de différence de couleurs n'est pas immédiat. On a donc un léger retard entre l'impulsion de sortie présente à la broche 8 du circuit et l'impulsion correspondante à la broche 1. Pour conserver la simultanéité luminance-chrominance, on est donc conduit à retarder le signal de luminance de la même quantité qui affecte les signaux différence de couleurs.

Or, on sait que le signal de luminance est déjà retardé d'une valeur comprise entre 200 μ s et 400 μ s. Il est alors plus rationnel de cumuler ces deux retards et ne faire appel qu'à un seul circuit. Cette dernière solution a été adoptée dans le TDA 4560.

Le signal de luminance est appliqué à la borne 17 du circuit intégré puis après restitution de la composante continue (clamp) retardé d'une quantité comprise entre 640 μ s et 920 μ s par pas de 40 μ s.

On dispose en outre d'un étage de sortie pour modulation de la vitesse de balayage horizontal broche 11. Alors que le signal de luminance retardé est disponible à la broche 12.

Programmation du retard de luminance :

Le signal de luminance est retardé d'une quantité fonction de la tension continue appliquée à la broche 15 conformément à la loi suivante :

$0 < V_{15} < 2,5 \text{ V}$, retard = 640 ns
 $3,5 \text{ V} < V_{15} < 5,5 \text{ V}$, retard = 720 ns
 $6,5 \text{ V} < V_{15} < 8,5 \text{ V}$, retard = 800 ns
 $9,5 \text{ V} < V_{15} < 12 \text{ V}$, retard = 880 ns

Un réglage fin est obtenu grâce à la tension appliquée à la broche 13. Si la broche 13 est en l'air, il n'y a aucun changement mais si $V_{13} = 0$, 40 ns sont ajoutés aux retards précédents.

Les quatre retards nominaux sont réglables au moyen de la résistance connectée entre la broche 14 et le zéro électrique. La plage de variation vaut environ $\pm 5 \%$. Cette dernière solution autorise une variation continue entre les deux bornes 640 ns et 920 ns.

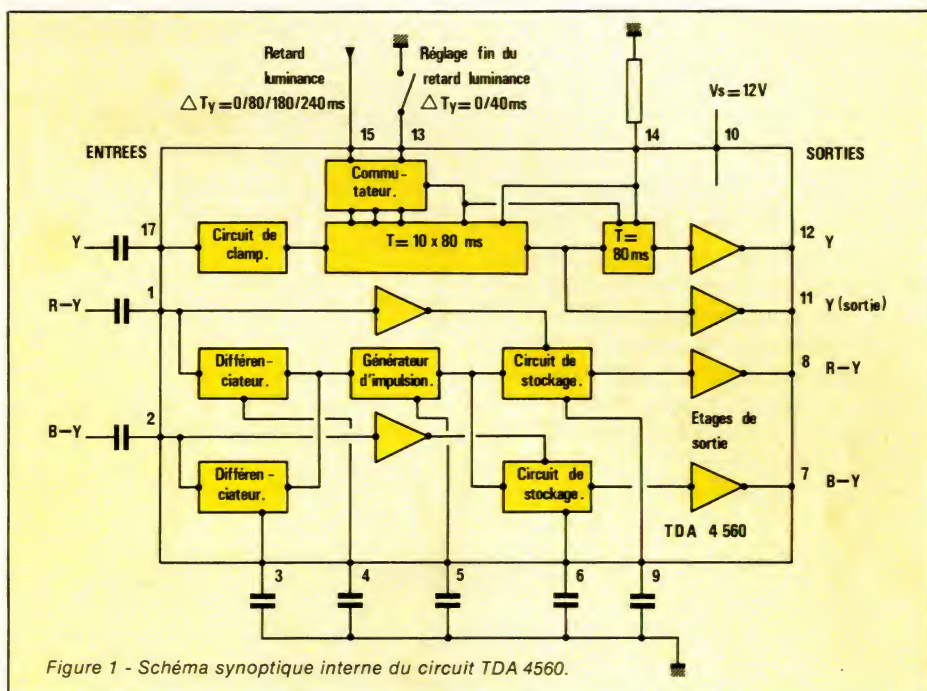


Figure 1 - Schéma synoptique interne du circuit TDA 4560.

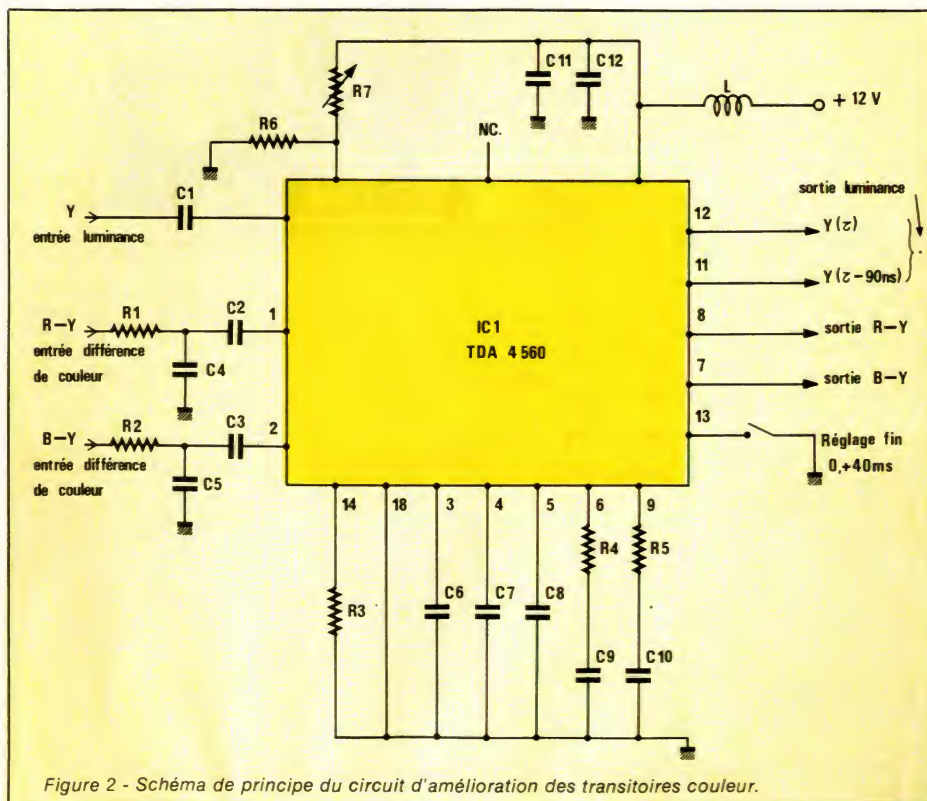


Figure 2 - Schéma de principe du circuit d'amélioration des transitoires couleur.

Réalisation

La tension nominale d'alimentation de ce circuit vaut 12 V et dans ces conditions, celui-ci consomme 35 mA.

Quelques paramètres supplémentaires importants : les signaux d'entrée luminance et différence de couleurs ne devront pas avoir une amplitude supérieure à 1,5 V c à c. La voie luminance apporte une atténuation de 7 dB, et la bande passante atteint 6 MHz à -3 dB.

Pour les voies différence de couleurs, il n'y a aucune atténuation : 0 dB et le temps de montée des signaux de sortie les plus rapides vaut 150 ns. Pour ces voies, la notion de bande passante n'est plus utilisable.

couleurs sont envoyés à travers un condensateur de $0,33 \mu\text{F}$ précédé par un filtre passe-bas aux entrées 1 et 2 et ressortent respectivement aux broches 8 et 7. Les filtres passe-bas supplémentaires R_1 , C_4 et R_2 , C_5 réduisent le niveau de sous porteuse à une valeur inférieure à 20 mV c à c. Le réglage du retard luminance est assuré par une résistance ajustable R_7 qui, en conjonction avec R_6 , applique une tension continue variable entre 0 et 12 V à la broche 15.

On dispose en outre d'un cavalier pour le réglage fin 0 - 40 ns.

Réalisation pratique

Pour cette réalisation, il n'y a que fort peu de composants et les dimensions du circuit sont réduites : 5,6 cm x 6,6 cm. Le tracé des pistes est représenté à la figure 3 et l'implantation correspondante à la figure 4.

La réalisation ne pose aucun problème et le circuit peut être mis sous tension dès que les contrôles habituels sont effectués.

Schéma de principe

Le schéma de principe du circuit d'amélioration des transitoires est représenté à la figure 2.

Comme il a été énoncé précédemment, le signal de luminance est injecté à travers un condensateur de $0,33 \mu\text{F}$ et est disponible à la broche 12. Les signaux différence de

Mise sous tension, essais

A ce stade il est instructif d'effectuer quelques mesures. On peut bien évidemment commencer par une mesure de consommation sous la tension nominale. Ensuite, nous nous assurerons du bon fonctionnement des trois voies : luminance et différence de couleurs.

Pour la luminance, il peut être intéressant de contrôler la bande passante mais aussi de mesurer le niveau maximal admissible en entrée et surtout de connaître la valeur exacte de l'atténuation apportée par la voie luminance. La valeur citée en début de cet article, 7 dB, est une valeur maximale, nos échantillons entraînaient une atténuation voisine de 3 dB. Ce paramètre est important car il conditionne la mise en place du système dans un récepteur quelconque. On termine les essais sur la voie luminance en s'assurant du bon fonctionnement du circuit de retard : visualisation simultanée des signaux d'entrée et de sortie. Les essais sur les voies différence de couleurs nécessitent l'emploi d'un générateur de signaux carrés dont la pente peut varier d'une manière continue de quelques fractions de μs jusqu'à quelques μs (environ 10). En observant simultanément signaux de sortie et signaux d'entrée on peut tracer la courbe de la figure 5.

On remarque sur cette courbe que les signaux dont le temps de montée est supérieur à 4 μs ne sont pas modifiés mais simplement retardés par le principe même du circuit.

Pour des temps de montée inférieurs à 4 μs , le signal de sortie est transformé et l'écart (t_m sortie - t_m entrée) va croissant lorsque t_m entrée diminue, comme le montre le schéma de la figure 6. Cette caractéristique s'explique assez simplement. Prenons le cas d'un récepteur équipé d'un tube de 20 pouces (51 cm), les dimensions de l'écran étant au format 4/3, la hauteur vaut donc 12 pouces (30 cm) et la largeur 16 pouces (41 cm). $[(12)^2 + (16)^2] = (20)^2$ - Le signal de ligne utile dure approximativement 52 μs pendant lesquelles le spot balaye une distance de 41 cm. Ceci correspond à une vitesse de 8 mm/ μs .

Si un des signaux différence de couleurs présente un front de montée de 4 μs , celui-ci représente 3,2 cm sur l'écran, il ne peut s'agir d'un défaut mais plus normalement d'une nuance de l'image. Il n'est pas

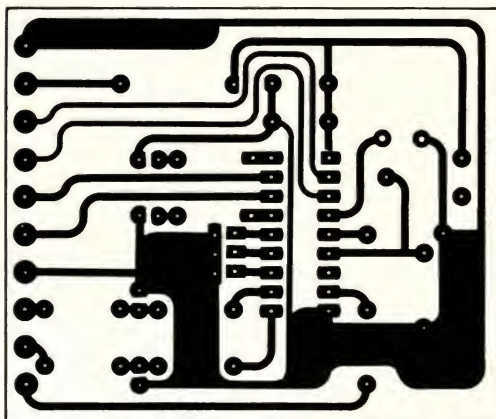


Figure 3 - Tracé des pistes.

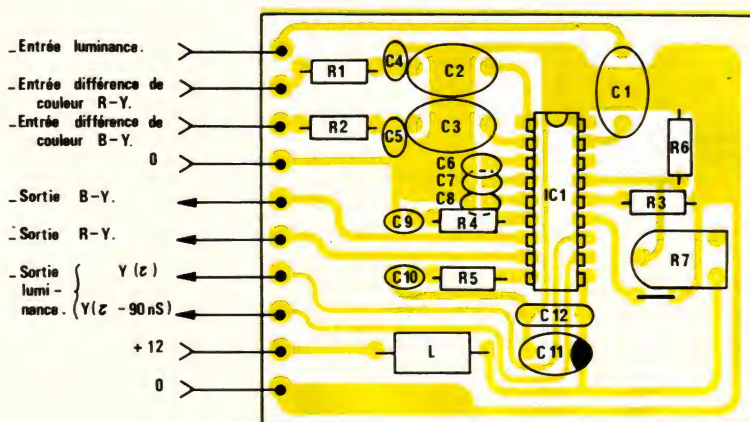


Figure 4 - Implantation des composants.

pensable dans ce cas de modifier le front de montée.

Au contraire si le front de montée d'un des signaux différence de couleurs présente un défaut et vaut $1\ \mu\text{s}$, ce défaut se traduit par une zone floue large en 8 mm. Grâce au circuit d'amélioration, le front d' $1\ \mu\text{s}$ est transformé en un front de 200 ns et la zone floue ne vaut plus que 1,6 mm.

Ces deux caractéristiques justifient l'amélioration progressive des fronts en dessous de $4\ \mu\text{s}$.

Si toutes les opérations suivantes ont donné satisfaction on peut aborder la phase finale : installation définitive du module.

Où intercaler le module

Pour les lecteurs assidus de Radio Plans la solution est simple ; si vous possédez, par exemple, un VCC 90 et un décodeur mono ou multistandard, le schéma de la figure 7 résout le problème. Il suffit d'interrompre les trois liaisons Y, -(R-Y), -(B-Y), et intercaler le module tel qu'il est décrit sans aucun composant supplémentaire.

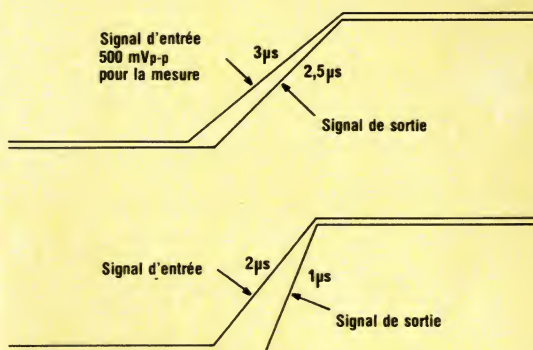


Figure 6 - Comparaison des temps de montée et de descente des signaux d'entrée et de sortie du module à TDA 4560 à l'aide d'un générateur de signaux carrés à temps de montée réglable.

Si le décodeur est équipé de circuits intégrés Thomson TEA 5620 et TEA 5630, il délivre les informations R-Y et B-Y et non -(R-Y) et -(B-Y). On utilise deux étages inverseur pour rétablir la situation.

Mais ce circuit peut s'adapter à bon nombre d'autres téléviseurs sans aucune difficulté. Nous avons choisi divers exemples qui devraient permettre à tous les lecteurs qui le désirent de mener à bien cette transformation.

Remarque

Cette transformation nécessite une intervention à l'intérieur du téléviseur. Ne pas oublier que dans ce

cas, vous détruisez la garantie de votre appareil. Il est d'autre part fortement conseillé de se munir du schéma de principe du téléviseur concerné.

Les schémas de principe peuvent être obtenus auprès des revendeurs ou dépanneurs radio-TV. Sans ce schéma, le risque de détérioration est trop important et la modification ne peut être envisagée sérieusement.

Nous avons pris comme exemple un téléviseur Toshiba modèle C 1480 F, un téléviseur B et O et les téléviseurs Philips équipés du châssis TVC 12. Dans les deux derniers cas la platine vidéo est équipée d'un décodeur PAL/SECAM avec les circuits intégrés TDA 3300 et TDA 3030

Figure 5 - Temps de montée du signal de sortie en fonction du temps de montée du signal d'entrée.

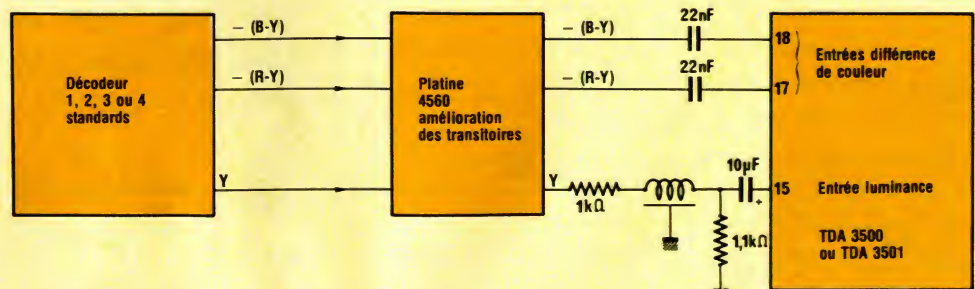
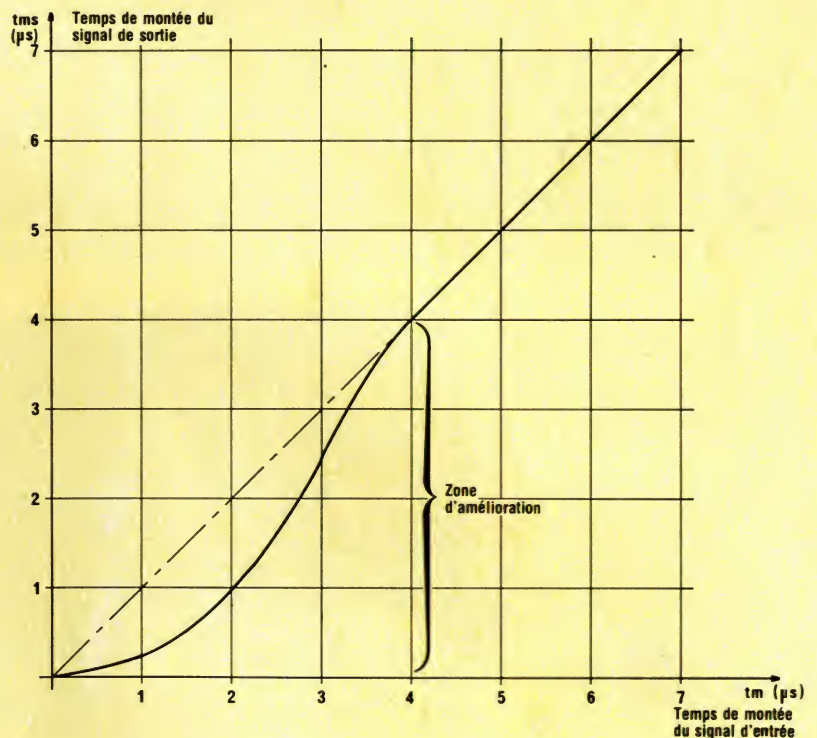


Figure 7 - Adaptation aux circuits RTC avec processeur vidéo TDA 3500 → TDA 3505.

Réalisation

Motorola pour B et O et les circuits intégrés TDA 3560 et TDA 3591 RTC pour le châssis TVC 12. Malheureusement la transformation est impossible, les signaux différence de couleurs ne sont pas accessibles, dans les deux cas le Secam est décodé puis remodulé en PAL et finalement décodé en R,V,B. Il reste malgré tout d'autres situations telle celle du Toshiba. Nous avons extrait du schéma général les éléments afférents à la transformation et qui sont représentés à la figure 8.

Il est aisé de reconnaître les signaux différence de couleurs sortant du processeur chroma : TA 7621 P Toshiba..

Ces signaux sont désaccrétés avant d'être envoyés vers le circuit de dématricage TCA 660.

Les circuit d'amélioration est intercalé entre les émetteurs des transistors de sortie et les pôles positifs des condensateurs de liaison. Un premier essai peut être fait de cette manière. On constate alors sur une mire une amélioration des transitoires (notamment vert-magenta) mais aussi un décalage luma-chroma. Tout se passe comme si deux feuilles de calque, l'une comportant les

couleurs, l'autre la lumière étaient mal superposées.

Le circuit ne peut pas être intercalé entre les entrées du circuit intégré et les condensateurs de liaison sans affecter la composante continue, mais cette solution ne cause aucun dommage.

Le décalage (mauvaise superposition de nos deux calques) doit



maintenant être annulé en retardant le signal de luminance.

Le point d'insertion est assez facile à repérer : à proximité de la ligne à retard existant déjà. Encore pour des raisons de restitution de la compo-

sante continue, le point marqué d'une croix sur le schéma de la figure 8 a été retenu.

Le signal de luminance étant atténué de quelques dB, cette atténuation devra être compensée en augmentant le réglage lumière du téléviseur. Ce réglage est en général équipé d'une butée que l'on pourra modifier.

La superposition luma-chroma est finalement obtenue en agissant sur le potentiomètre R7 et éventuellement par la mise en place ou la suppression du cavalier de réglage fin 0 - 40 ns.

Conclusion

Le rapport performance/coût de ce montage étant particulièrement intéressant, l'auteur incite les lecteurs à se lancer dans la transformation de leur récepteur, si celle-ci est possible.

Réitérons le rappel des précautions à prendre lors du démontage du récepteur, certaines tensions sont particulièrement dangereuses et certaines pièces fragiles tel le col du tube.

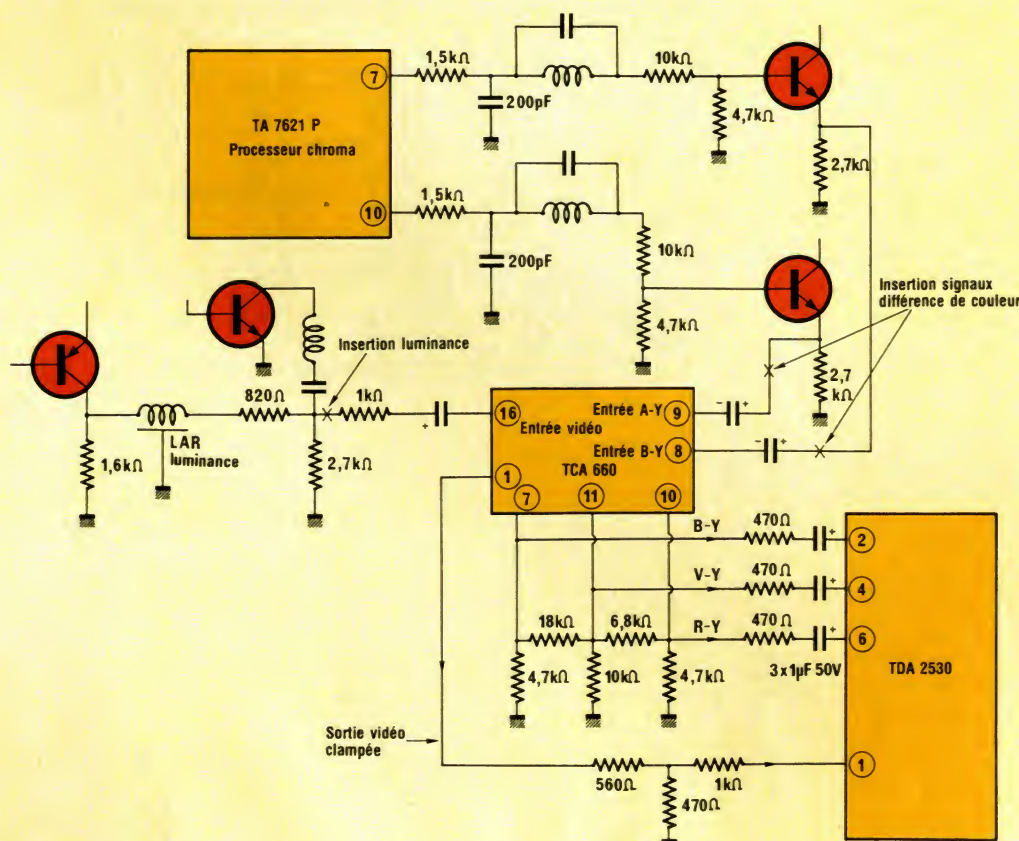


Figure 8

Le résultat est surprenant : plusieurs spectateurs ont répondu, d'une manière subjective bien sûr, employant les mêmes termes : plus de netteté, plus de relief.

Nous espérons maintenant que les lecteurs possèdent tous les atouts pour mener à bien cette réalisation.

François de DIEULEVEULT

Résistances

R₁: 1 kΩ
R₂: 1 kΩ
R₃: 1 kΩ
R₄: 220 Ω
R₅: 220 Ω
R₆: 15 kΩ
R₇: Voir texte

Self

100 μH surmoulée

Nomenclature

Circuit intégré

TDA 4560 RTC

Condensateurs

C₁: 0,33 μF MKH
C₂: 0,33 μF MKH
C₃: 0,33 μF MKH
C₄: 100 pF céramique
C₅: 100 pF céramique

C₆: 100 pF céramique
C₇: 100 pF céramique
C₈: 330 pF céramique
C₉: 470 pF céramique
C₁₀: 470 pF céramique
C₁₁: 47 μF / 16 V tantale
C₁₂: 0,22 μF MKH

Divers

1 inter.

Bibliographie

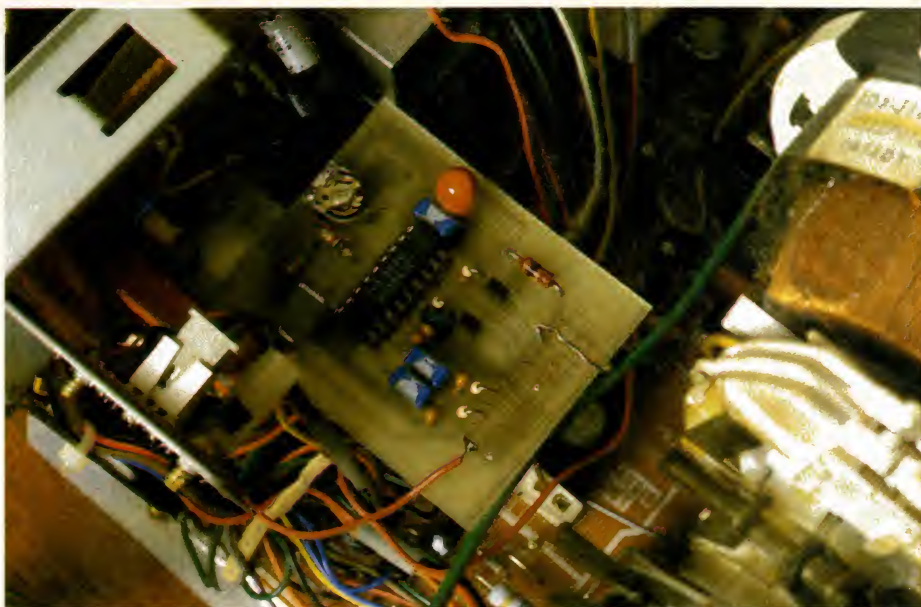
La télévision en couleur : Tome I (SCART)

Tome II (SCART)

Cours fondamentale de TV : Éditions Radio (Carrasco et Lauret).

La Télévision monochrome et couleur (L. Goussot) : Éditions Chiron.

Remarque : « Je possède un téléviseur X d'année Y. Comment dois-je faire ? » Voilà la question à laquelle ni l'auteur ni un membre de la rédaction ne pourra répondre. Les lecteurs doivent comprendre qu'il est impossible de transformer la rédaction en un véritable bureau d'études. Il y a d'ailleurs fort peu de chances pour que nous possédions le schéma du téléviseur X.



SOCIÉTÉ NOUVELLE RADIO PRIM

5, rue de l'Aqueduc 75010 PARIS
Tél. : 607.05.15 Métro Gare du Nord

Ouvert du lundi au samedi de 9 h 30 à 12 h 30 et de 14 h à 19 h

LE NOUVEAU CATALOGUE RADIO-PRIM EST DISPONIBLE

PAR COURRIER 28 FRANCS
Frais de port compris

AU MAGASIN 20 F
CE CATALOGUE ANNULE ET
REMPLACE LE PRÉCÉDENT



MICRO-ORDINATEUR COULEUR «SECAM» «LASER 200» (Secam)

L'INFORMATIQUE A LA PORTÉE DE TOUS

Microprocesseur Z80A
fonctionnant à 3,58 MHz

Mémoire :

ROM (Mémoire Morte) :
16 K Microsoft Basic
contenant l'interpréteur

RAM (Mémoire Vive) :
4 K d'origine avec extension
possible de 16 et 64 K

- Branchez le et commencez
- Programmez immédiatement en microsoft Basic
- Exécutez des graphiques
- Trois possibilités d'affichage
- Effets sonores et musicaux

- Clavier anti-erreur
- Correction plein écran
- Adaptations écran et micro-cassette
- Extension à l'infini possible
- Choix énorme de programmes en Basic

- Nombreuses possibilités avec des interfaces

PRIX avec kit d'adaptation, alimentation 220 V, cordons, lexique en Basic de 150 pages. **1490 F**

MF 200 - interface pour utilisation du LASER 200 avec tous les magnétophones... **335 F**

Cassettes d'enregistrement... 6 ou 15 minutes 9 F • 30 minutes 10 F
Documentation détaillée et prix contre enveloppe timbrée

MAGNETIC-FRANCE

11, pl. de la Nation, 75011 Paris
ouvert de 9 h 30 à 12 h et de 14 h à 19 h
Tél. : 379.39.88

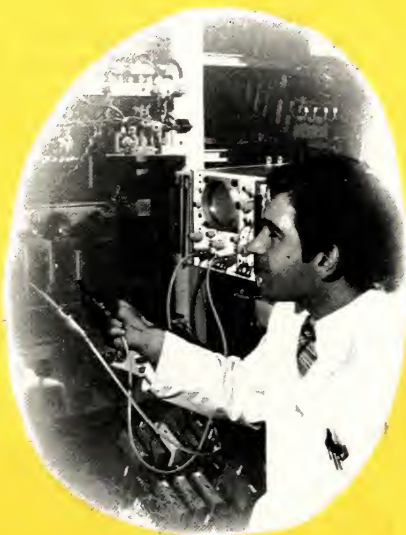
CARTE
BLEUE

CREDIT

Nous consulter

Métro : NATION R.E.R.
Sortie : Taillebourg
FERMÉ LE LUNDI

EXPEDITIONS 20% à la commande, le solde contre-remboursement



Chez vous et à votre rythme

UNE SOLIDE FORMATION EN ELECTRONIQUE

Un abondant matériel de travaux pratiques

Les cours Eurelec n'apportent pas seulement des connaissances théoriques. Ils donnent aussi les moyens de devenir soi-même un praticien. Grâce au matériel fourni avec chaque groupe de cours, vous passerez progressivement des toutes premières expérimentations à la réalisation de matériel électronique tel que :

voltmètre, oscilloscope, générateur HF, ampli-tuner stéréo, téléviseurs, etc...

Vous disposerez ainsi, en fin de programme, d'un véritable laboratoire professionnel, réalisé par vous-même.

Une solide formation d'électronicien

Tel est en effet le niveau que vous aurez atteint en arrivant en fin de cours. Pour vous perfectionner encore, un **stage gratuit** d'une semaine vous est offert par Eurelec dans ses laboratoires. 2000 entreprises ont déjà confié la formation de leur personnel à Eurelec : une preuve supplémentaire de la qualité de ses cours.



eurelec
institut privé d'enseignement à distance

21100 DIJON - FRANCE : Rue Fernand-Holweck - (80) 66.51.34
75012 PARIS : 57-61, bd de Picpus - (1) 347.19.82
13007 MARSEILLE : 104, bd de la Corderie
(91) 54.38.07

Eurelec, c'est le premier centre d'enseignement de l'électronique par correspondance en Europe.

Présentés de façon concrète, vivante et fondée sur la pratique, ses cours vous permettent d'acquérir progressivement sans bouger de chez vous et au rythme que vous avez choisi, une solide formation de technicien électronique.

Des cours conçus par des ingénieurs

L'ensemble du programme a été conçu et rédigé par des ingénieurs, des professeurs et des techniciens hautement qualifiés.

Un professeur vous suit, vous conseille, vous épaula, du début à la fin de votre cours. Vous pouvez bénéficier de son aide sur simple appel téléphonique.



Pour vous permettre d'avoir une idée réelle de la qualité de l'enseignement et du nombreux matériel fourni, EURELEC vous offre de recevoir, CHEZ VOUS, gratuitement et sans engagement, le premier envoi du cours que vous désirez suivre (comprenant un ensemble de leçons théoriques et pratiques et le matériel correspondant. Il vous suffit de compléter ce bon et de le poster aujourd'hui même.

DATE ET SIGNATURE :
(Pour les enfants, signature des parents).



BON POUR UN EXAMEN GRATUIT

A retourner à EURELEC - Rue Fernand-Holweck - 21100 DIJON.

Je soussigné : Nom _____ Prénom _____

Adresse : _____

Ville _____ Code postal _____

désire recevoir, pendant 15 jours et sans engagement de ma part, le premier envoi de leçons et matériel de :

- ☐ **ELECTRONIQUE FONDAMENTALE ET RADIO-COMMUNICATIONS**
- ☐ **ELECTROTECHNIQUE**
- ☐ **ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE**
- ☐ **INITIATION A L'ELECTRONIQUE POUR DEBUTANTS**

• Si cet envoi me convient, je le conserverai et vous m'enverrai le solde du cours à raison d'un envoi en début de chaque mois, les modalités étant précisées dans le premier envoi gratuit.
• Si au contraire, je ne suis pas intéressé, je vous le renverrai dans son emballage d'origine et je ne vous devrai rien.
Je reste libre, par ailleurs, d'interrompre les envois sur simple demande écrite de ma part.



Notre logiciel de D.A.O en version SPECTRUM

Depuis quelques mois, nous avons proposé à nos lecteurs un certain nombre de programmes informatiques ayant trait à l'électronique, et destinés aux possesseurs de machines ORIC. Ce choix, dicté par le grand nombre d'ordinateurs de ce type en service, n'est plus tout à fait aussi justifié aujourd'hui :

d'autres machines de performances comparables méritent tout autant les faveurs de nos colonnes, en particulier le SPECTRUM de SINCLAIR, digne descendant du fameux ZX 81.

L'adaptation au SPECTRUM de programmes destinés à l'ORIC n'est pas toujours une simple formalité, surtout lorsque les fonctions graphiques, très différentes, sont mises en œuvre. Voici donc une version entièrement réécrite pour le SPECTRUM, de notre logiciel de dessin assisté par ordinateur publié dans notre numéro 437.

ORIC contre SPECTRUM

Le ZX-SPECTRUM (ou SPECTRUM tout court !) peut être comparé sur bien des points à l'ORIC 1 ou au tout nouvel ORIC ATMOS : un examen des caractéristiques des deux concurrents montre bien que nous sommes en présence d'ordinateurs de la même catégorie..

Presque toutes les revues spécialisées ont publié, en leur temps, des « bancs d'essai comparatifs » ORIC/ SPECTRUM, plus ou moins objectifs selon la « sensibilité » de leurs auteurs. Contrairement à certains confrères qui n'ont pas hésité à émettre des jugements péremptoirs... sans même avoir eu accès aux claviers, nous avons refusé de nous « jeter à l'eau » avant d'avoir suffisamment pratiqué les deux machines pour pouvoir prétendre les connaître, au moins pour l'essentiel. Lorsque l'on « vient » d'un ordina-

teur bien précis (pour notre part ce fut d'abord le ZX 81, puis l'ORIC 1), on est tenté de ressentir comme des défauts les fonctions qui diffèrent par trop sur une nouvelle machine.

Cette petite « déception », nous l'avons ressentie avec l'ORIC, puis à nouveau avec le SPECTRUM, ce qui n'aurait sans doute pas été le cas si nous étions passé directement du ZX 81 au SPECTRUM.

En effet, SINCLAIR et ORIC ont traité le problème de l'ordinateur de « seconde génération » de façon diamétralement opposée, sans pour autant que l'un des deux constructeurs ne détienne la « vérité absolue ».

Des points faibles et des points forts, on peut en trouver des quantités sur l'une ou l'autre machine !

En fait, le meilleur ordinateur, c'est... celui que l'on connaît bien.

Un programmeur maîtrisant bien sa machine peut obtenir à peu près les mêmes résultats sur un ORIC ou

sur un SPECTRUM, même si les moyens utilisés risquent d'être fort différents. Il suffit, pour s'en convaincre, de comparer les logiciels du commerce destinés aux deux antagonistes...

Bref, nous ne trancherons pas ici entre l'ORIC et le SPECTRUM : tout au plus remarquerons-nous que le SPECTRUM s'impose davantage lorsque l'on « vient » du ZX 81, alors que l'ATMOS, délivré des quelques « défauts de jeunesse » de l'ORIC 1 semble davantage recommandable au débutant désireux de s'initier sur une machine plus conséquente que le ZX 81. Le BASIC MICROSOFT est en effet beaucoup plus universel que le BASIC SINCLAIR, même si ce dernier demeure souvent plus confortable d'emploi. En fait, il y a les « Sinclairistes » et... les autres, plus un certain nombre de « touche à tout » (dont nous sommes !), qui ne veulent à aucun prix devenir « dépendants » d'un quelconque cons-


```

1 CLS : LET wi=0: LET wo=0
2 PRINT "Simple ou double format ?"
4 IF INKEY$="s" THEN LET d=1:
GO TO 10
5 IF INKEY$="d" THEN LET d=2:
GO TO 10
6 GO TO 4
10 CLS : PAUSE 1000
20 LET x=50: LET y=50
30 PLOT x,y
40 LET a$=INKEY$: RESTORE
45 IF a$="" THEN GO TO 530
50 PLOT INVERSE wi; OVER wo;x,
y
60 IF a$="8" THEN LET x=x+1
70 IF a$="5" THEN LET x=x-1
80 IF a$="6" THEN LET y=y-1
90 IF a$="7" THEN LET y=y+1
100 IF a$="0" THEN LET wi=1: LE
T wo=0
110 IF a$="9" THEN LET wi=0: LE
110 IF a$="9" THEN LET wi=0: LE
110 IF a$="9" THEN LET wi=0: LE
T wo=0
120 IF a$="1" THEN LET wi=1: LE
T wo=1
130 IF a$="t" THEN LET r=2000:
RESTORE r: GO SUB 600
140 IF a$="p" THEN LET r=2001:
RESTORE r: GO SUB 600
150 IF a$="b" THEN GO SUB 900
160 IF a$="c" THEN LET r=2002:
RESTORE r: GO SUB 600
170 IF a$="r" THEN LET r=2003:
RESTORE r: GO SUB 600
180 IF a$="d" THEN LET r=2004:
RESTORE r: GO SUB 600
190 IF a$="m" THEN LET r=2005:
RESTORE r: GO SUB 600
200 IF a$="h" THEN LET r=2006:
RESTORE r: GO SUB 600
210 IF a$="i" THEN LET r=2007:
RESTORE r: GO SUB 600
220 IF a$="f" THEN LET r=2008:
RESTORE r: GO SUB 600
230 IF a$="u" THEN LET r=2009:
RESTORE r: GO SUB 600
240 IF a$="x" THEN LET r=2010:
RESTORE r: GO SUB 600
250 IF a$="z" THEN LET r=2020:
RESTORE r: GO SUB 600
260 IF a$="Z" THEN COPY
530 PLOT OVER 1;x,y: PAUSE 4
535 PLOT OVER 1;x,y
540 GO TO 40
600 LET b$=INKEY$
605 IF b$="" OR b$=a$ THEN GO T
O 600
610 IF b$="5" THEN LET p$="g"
620 IF b$="8" THEN LET p$="d"
630 IF b$="6" THEN LET p$="b"
640 IF b$="7" THEN LET p$="h"

```

```

660 FOR f=1 TO 15: READ a,b
670 IF a=99 THEN GO TO 730
680 IF p$="d" THEN DRAW INVERSE
680 IF p$="d" THEN DRAW INVERSE
wi; OVER wo;d#a,-d#b
690 IF p$="g" THEN DRAW INVERSE
wi; OVER wo;-d#a,-d#b
700 IF p$="h" THEN DRAW INVERSE
wi; OVER wo;d#b,d#a
710 IF p$="b" THEN DRAW INVERSE
wi; OVER wo;d#b,-d#a
720 NEXT f
730 LET c$=INKEY$
735 IF c$="" THEN GO TO 730
740 IF c$="0" THEN GO TO 760
745 LET wi=1: LET wo=1
750 RETURN
760 PLOT INVERSE 1;x,y
762 IF r=1 THEN LET wi=1: LET w
o=0: GO SUB 660
765 RESTORE r: LET wi=1: LET wo
=0: GO SUB 660
770 RETURN
900 CIRCLE x,y,1
910 LET c$=INKEY$
915 IF c$="" THEN GO TO 910
920 IF c$="0" THEN CIRCLE INVER
SE 1;x,y,1
930 RETURN
2000 DATA 1,0,0,-6,1,0,0,4,4,-4,
-4,4,0,4,4,4,-2,0,2,-2,0,2,-4,-4
,0,4,-1,0,0,-6
2001 DATA 3,0,1,-2,2,4,2,-4,2,4,
2,-4,-2,-4,4,0,-2,4,2,4,2,-4,2,4
,2,-4,1,2,3,0
2002 DATA 0,-4,1,0,0,8,-1,0,0,-4
,99
2003 DATA 3,0,1,-2,2,4,2,-4,2,4,
2,-4,2,4,2,-4,1,2,3,0,99
2004 DATA 4,0,0,-3,4,3,0,-3,2,0,
0,3,3,0,-3,0,0,3,-2,0,0,-3,-4,3,
0,-3,99
2005 DATA 2,0,0,-4,0,2,2,-2,-2,2
,0,2,2,-2,-2,2,0,2,2,-2,-2,2,0,2
,2,-2,99
2006 DATA 1,0,3,-3,0,12,-3,-3,0,
2006 DATA 1,0,3,-3,0,12,-3,-3,0,
-6,-2,0,0,6,2,0,99
2007 DATA 2,0,6,-2,-6,-2,0,8,0,-
2,6,-2,0,-4,0,4,2,0,-2,0,0,4,-6,
-2,99
2008 DATA 4,0,-2,-2,0,4,2,-2,0,-
6,2,0,0,3,4,0,-4,0,0,6,4,0,-4,0,
0,3,-2,0,0,-6
2009 DATA 4,4,0,-2,-2,2,2,0,0,-6
,2,0,0,3,4,0,-4,0,0,6,4,0,-4,0,0
,3,-2,0,0,-6
2010 DATA 14,-14,-3,1,2,2,1,-3,9
9
2020 DATA 4,0,0,3,0,-6,6,6,0,-3,
3,0,-3,0,0,-3,-3,3,99
3000 REM Copyright 1984

```

Figure 1 - Logiciel de D.A.O. version SPECTRUM.

tructeur : une liberté parfois difficile à assumer lorsque l'on passe cinq ou six fois d'une machine à l'autre dans une même journée, mais après tout, n'est-ce pas là une excellente gymnastique intellectuelle ?

C'est surtout au niveau du graphisme que le SPECTRUM diffère considérablement de l'ORIC : au lieu de quatre modes distincts d'affichage, le SINCLAIR accepte aussi bien du texte que de la haute résolution, en noir ou en couleurs, sur un même écran. Également, le jeu d'attributs du SPECTRUM paraît plus homogène et surtout moins lourd à manier que celui des ORICS (pas de caractère ESCape).

Quelques différences plus mineures mais agaçantes doivent être signalées au passage, comme le signe contraire de l'axe des ordonnées, les codes des couleurs qui ne concordent pas, et surtout, comble de l'absurdité, LA POLARITÉ INVERSE des blocs secteurs, malgré DES FICHES ABSOLUMENT IDENTIQUES.

Si d'aventure vous aviez à faire fonctionner un ORIC et un SPECTRUM côte-à-côte, une extrême vigilance s'imposerait : pour notre part, nous collons le cordon basse tension le plus près possible de la prise de l'ordinateur, au moyen d'un morceau de ruban adhésif, et pour le moment, tout va bien !

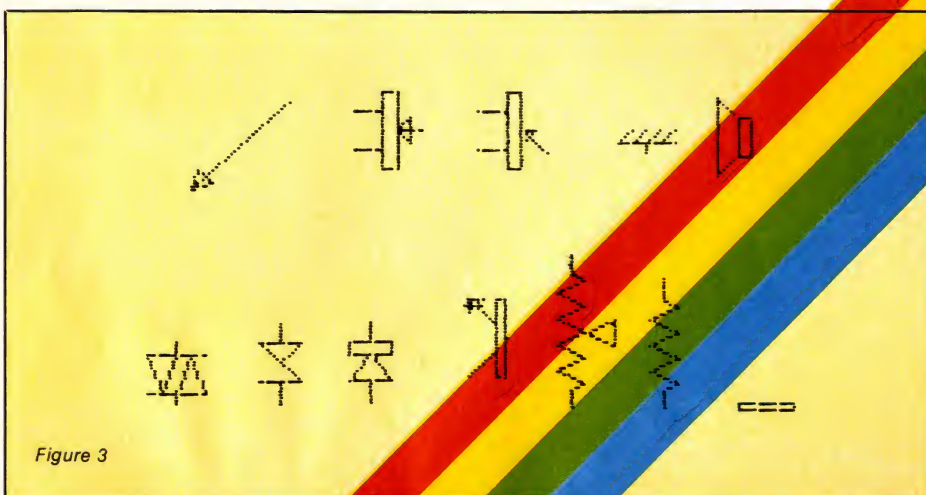
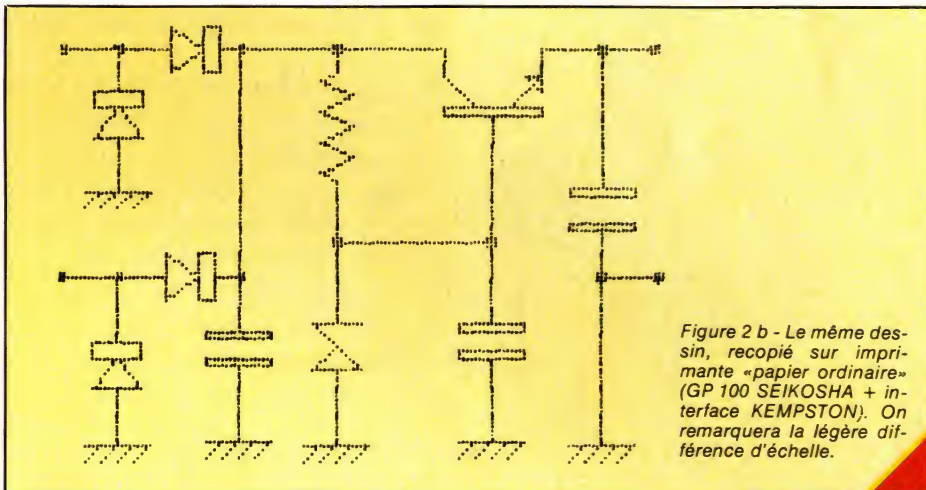
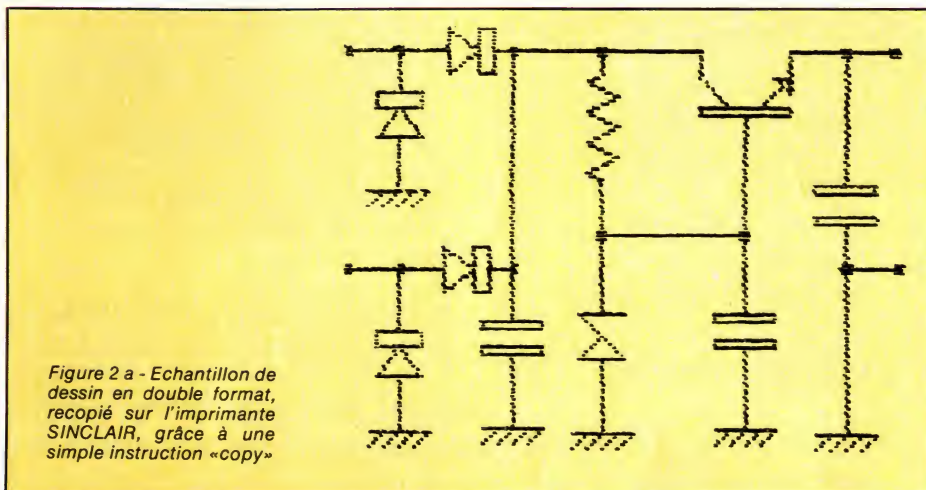
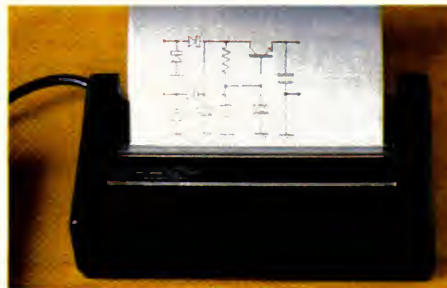
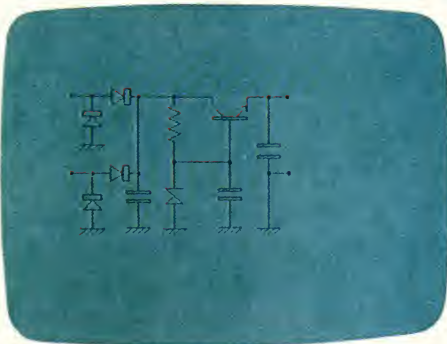
Quelques points positifs également, nettement en faveur du SPECTRUM dans le cas qui nous intéresse :

- l'instruction RESTORE N est disponible, ce qui va simplifier et accélérer le programme par rapport à sa version pour ORIC ;

- la longueur des lignes de programme (donc des DATA) est illimitée, ce qui faciliterait la pré-programmation de symboles plus complexes que ceux que nous avons choisis ;

- la recopie sur papier d'un écran haute résolution est directe grâce à l'instruction COPY (sur imprimante SINCLAIR ou ALPHACOM, ou avec la plupart des interfaces pour imprimantes « papier ordinaire ») ;

- l'exécution d'un GOTO en MODE COMMANDE n'efface pas l'écran contrairement à RUN. On pourra donc facilement « sauver » un dessin si le bord de l'écran est dépassé par mégarde (un GOTO 20 suffira).



Notre logiciel pour SPECTRUM

Bien que rappelant un peu son « ancêtre », le logiciel de la **figure 1** en diffère assez notablement quant à son écriture. Côté utilisation, peu de choses ont changé :

Les claviers des deux machines étant fort différents, l'attribution des touches « de contrôle » s'en ressent.

— Les déplacements du curseur obéissent toujours aux touches fléchées, situées cette fois en haut du clavier (5, 6, 7, 8).

— Le mode « tracé », qui se trouve sélectionné dès le premier appui sur une touche fléchée, doit être redemandé au moyen de la touche GRAPHICS (9) après chaque inscription d'un symbole (on évite ainsi bien des « accidents »).

— Le mode « transparent », qui permet de déplacer le curseur sans aucun effet sur le dessin existant, peut être appelé par la touche EDIT (1).

— Le mode « gomme » s'obtient quant à lui par la touche DELETE(0), ce qui se comprend fort bien.

— L'impression sur papier doit être demandée en pressant d'abord CAPS SHIFT puis, sans la lâcher, COPY (Z). Cette manœuvre est la seule à devoir être opérée en mode SHIFT, car la touche Z sert par ailleurs à appeler une diode zener. Rappelons les « codes » des symboles pré-programmés :

T= transistor NPN
P= potentiomètre
C= demi-condensateur
R= résistance fixe
D= diode (modifiable en thyristor)
M= masse
H= haut-parleur
I= diac (modifiable en triac)
F= fet à canal N
U= transistor UJT
X= flèche oblique
Z= diode zener

Le point de connexion est obtenu, cette fois, par la touche B (astéris-

que) puisque la touche M est déjà prise.

Rappelons que le placement d'un symbole se fait en pressant la touche identifiant ce symbole (voir code ci-dessus), puis une touche fléchée (5 à 8) déterminant son orientation.

Si le résultat correspond au but recherché, on peut aussitôt « repartir » au moyen des touches fléchées (on se trouve alors en mode « transparent »), mais si le symbole doit être effacé, il suffit de faire DELETE. Attention, pour dessiner le symbole de remplacement, il faudra rappeler le mode « inscription » en appuyant sur GRAPHICS (9).

La **figure 2** donne un exemple de schéma pouvant être tracé en quelques minutes avec un minimum d'habitude, d'après les indications qui viennent d'être données.

Pour de plus amples informations, on se reportera à notre article du numéro 437, que nous ne reprendrons bien évidemment pas ici.

Les **figures 3 et 4** cataloguent les divers symboles programmés dans les lignes DATA 2000 à 2020 : si ce jeu ne suffisait pas, de la place a été prévue dans la numérotation des lignes du programme, pour que nos lecteurs puissent créer leurs propres graphismes (par exemple le transistor PNP).

Il suffit pour cela de préparer un modèle sur papier quadrillé, puis de construire la ligne DATA en comptant tout simplement les carreaux !

La ligne DATA ne doit pas contenir plus de trente valeurs (soit quinze couples x/y), mais elle peut être plus courte, à la condition de se terminer par 99.

La **figure 5** détaille l'exemple de la diode zener, afin de faciliter la compréhension des mécanismes mis en jeu.

On ne s'étonnera pas de l'inversion de l'axe des y par rapport au fonctionnement des instructions DRAW : un signe moins placé dans le programme rétablit la correspondance avec les conventions « SPECTRUM », tandis que les lignes DATA restent exactement les mêmes que pour l'ORIC.

Faites de beaux dessins !

Patrick GUEULLE

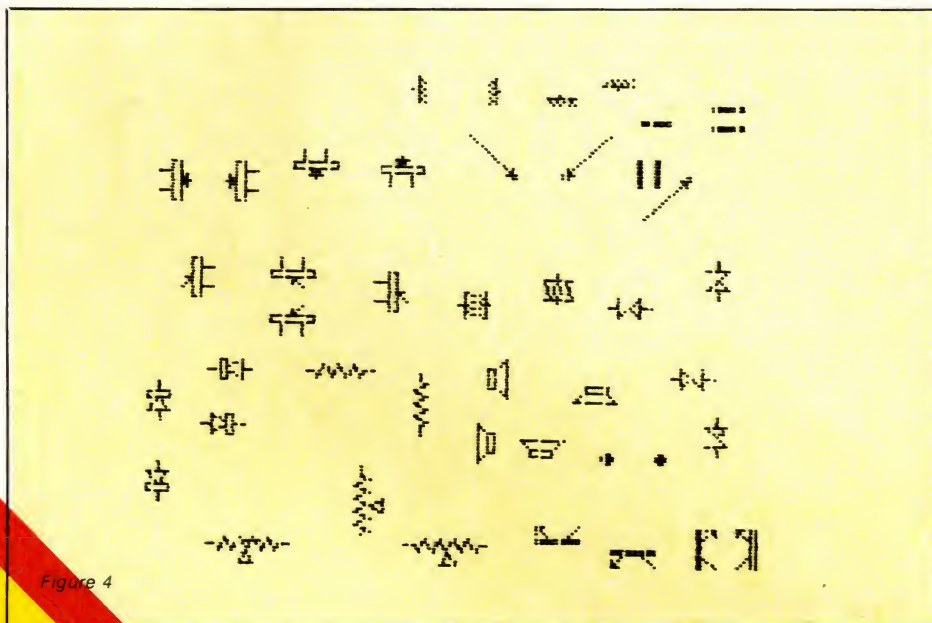


Figure 4

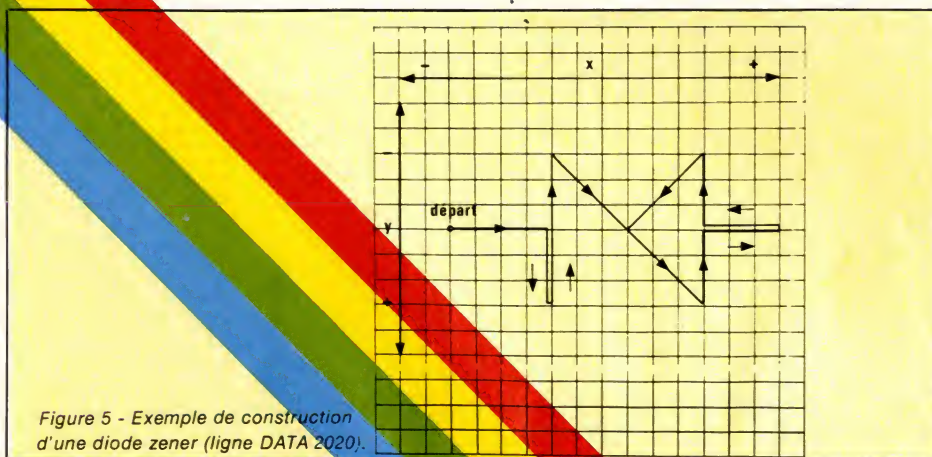


Figure 5 - Exemple de construction d'une diode zener (ligne DATA 2020).



Systema 140

suite du
N° 442

temps: ⏰ ⏰

difficulté: 🧩 🧩

dépense: 💰 💰

L'appareil que nous avons baptisé SYSTELA 140 regroupe sous un faible volume les fonctions d'alimentation stabilisée et de voltmètre numérique deux digits.

Rendu parfaitement autonome grâce à l'emploi d'un pack d'accumulateurs Cadmium-Nickel, ce petit système de mesure et de mise au point saura séduire l'amateur désirant effectuer des tests ou concevoir des montages de petite puissance, en des lieux où il est difficile de déplacer les «gros» appareils du laboratoire.

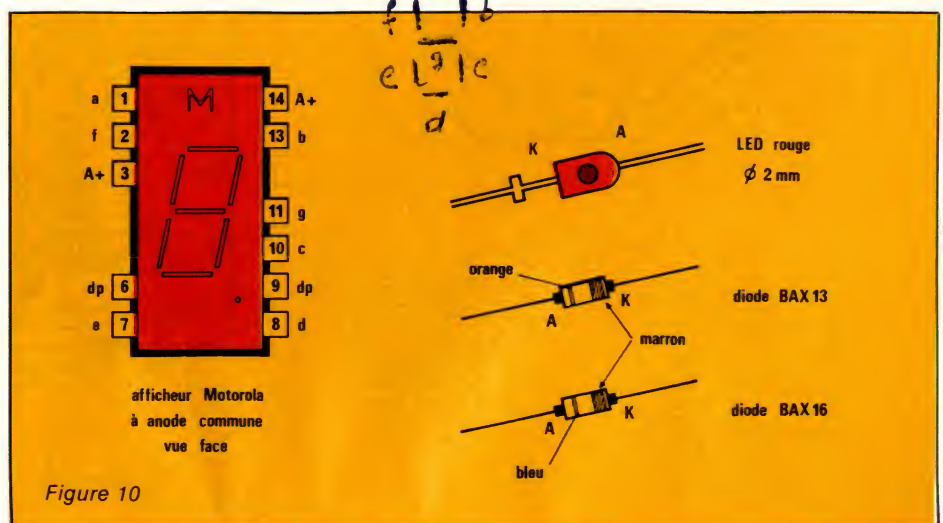
L'alimentation réglable de 1 à 40 V est du type à découpage, solution de mise en œuvre relativement simple, permettant d'élever à 40 V la tension du bloc d'accus. Le voltmètre à deux digits seulement (la place nous était comptée) permet néanmoins d'apprécier avec un certain confort la tension de sortie disponible aux bornes de l'alimentation ou, par commutation, de lire une tension externe jusqu'à 99 V.

La description théorique du SYSTELA 140 ayant été faite le mois précédent, nous aborderons ici la réalisation pratique qui vous demandera un maximum de soins si vous désirez parvenir à l'aspect «pro» de notre prototype.



Branchement des composants

Tous les brochages des différents composants constituant le Systema 140 sont donnés à la figure 10. Peu de points particuliers à signaler. Les circuits intégrés sont tous vu de dessus, les diodes BAX 13 et BAX 16 pourront être remplacées par des modèles équivalents. En ce qui concerne les deux afficheurs, nous avons utilisé des modèles motorola à 7 segments par points d'une hauteur de 6 mm mais pour des raisons qui concernent la facilité d'approvisionnement, nous vous proposons également un circuit imprimé d'affi-



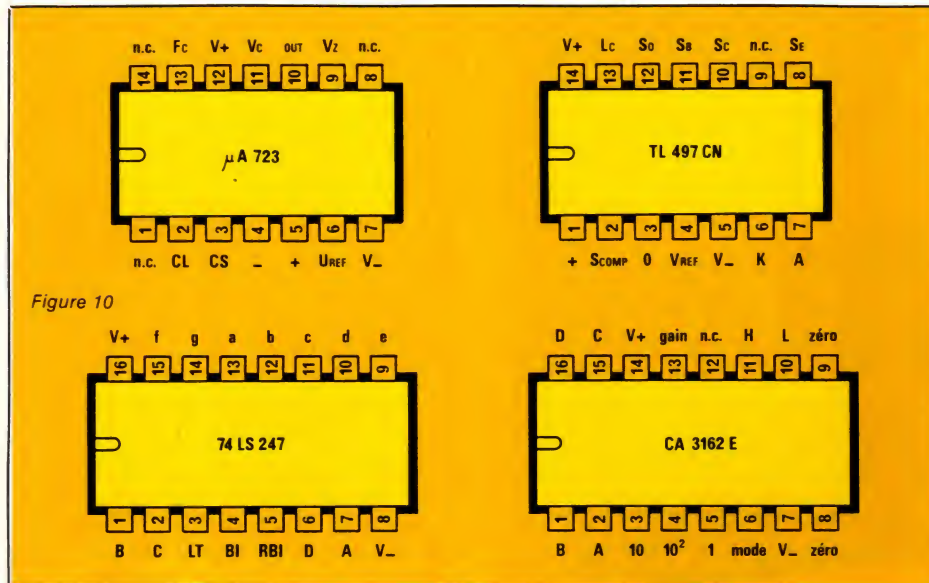


Figure 10

chage implanté avec des afficheurs miniatures Telefunken.

Réalisation pratique

Le circuit imprimé du bloc-chargeur

Donné à la figure 11 a. Il n'offre aucune difficulté particulière et sa

réalisation peut être très facilement exécutée à l'aide de bandes et pastilles transfert.

Le circuit imprimé principal

Est indiqué à la figure 11 b. Plus complexe que le précédent, il peut offrir quelques difficultés de réalisation au vu de la finesse de certaines traces et du rapprochement de celles-ci. C'est pourquoi nous précon-

sons uniquement la méthode photographique pour l'élaboration de ce circuit imprimé principal.

Pour le circuit imprimé d'affichage

On opérera identiquement au circuit précédent et on choisira selon le type d'afficheur retenu, le circuit de la figure 11 c ou 11 d.

Implantation et raccordements

On cablera en premier lieu le circuit bloc chargeur dont le schéma d'implantation est donné à la figure 12. De prime abord seront montés les composants à plat ainsi que, côté cuivre, les deux tétons secteurs. A ce sujet quelques précisions s'imposent : Ils auront été récupérés soigneusement sur le CI de la petite alimentation décrite précédemment au moyen d'un léger fraisage (foret de Ø 8 mm) côté rivetage. Il suffit ensuite de les percer longitudinalement à un diamètre de 2,5 mm et une profondeur de 6 mm. Le montage s'effectue alors très simplement sur notre circuit imprimé à l'aide de

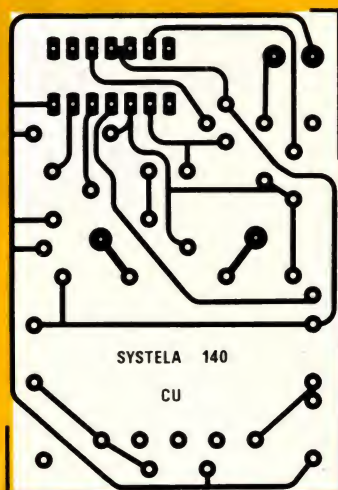


Figure 11 a

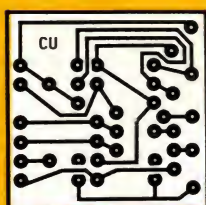


Figure 11 c

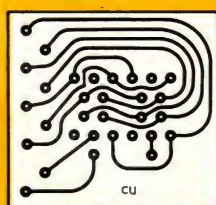


Figure 11 d

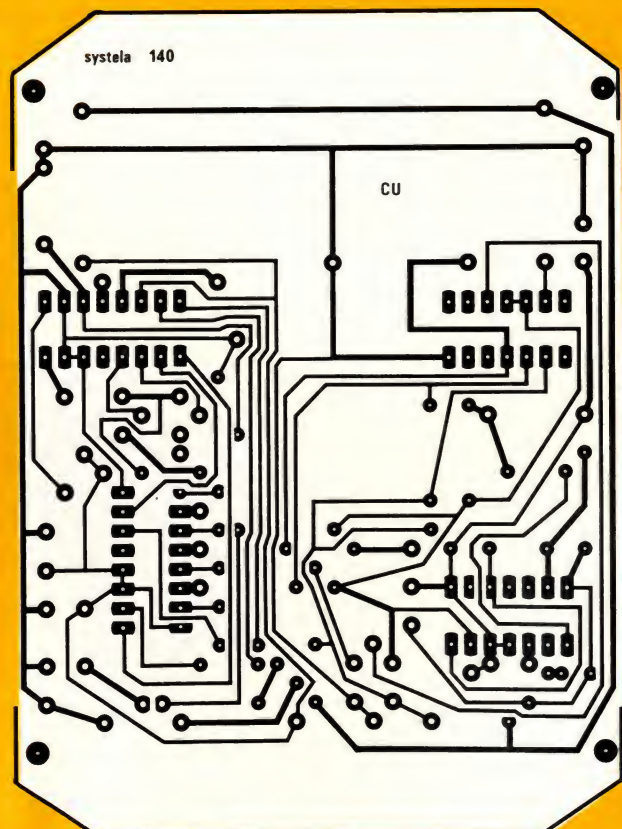


Figure 11 b

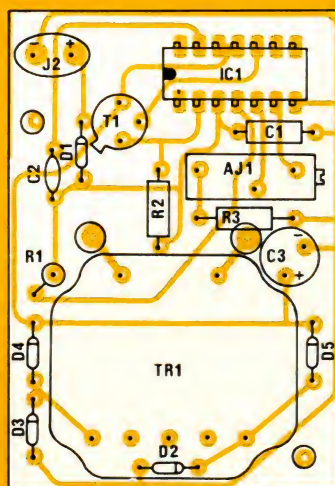


Figure 12

deux rivets «pop» de Ø 2,5 mm côté composants et de deux grosses soudures côté cuivre. On terminera le câblage de ce CI par le condensateur chimique C3, le transformateur TR1 et l'embase de sortie J2.

Le circuit imprimé principal, plus dense, reste néanmoins aussi facile à câbler. En suivant scrupuleusement le schéma de la figure 13 le câblage s'exécute rapidement. Nous préconisons l'emploi de supports pour tous les circuits intégrés. Les différents straps seront quant à eux réalisés avec des queues d'éléments. Comme nous le voyons sur ce schéma d'implantation et de raccordement, une place suffisante a été laissée pour le pack cadnickel à l'arrière du CI, ainsi que sur l'avant pour le passage de tous les éléments de branchement et de commutation.

Précisions sur AJ2

En fait, nous avons besoin pour le réglage de notre tension de sortie d'un élément potentiométrique de face avant alliant les caractéristiques suivantes : multitours linéaire, 15 tours minimum, robuste, de très petites dimensions, peu onéreux, facilement trouvable... Bref quelque chose de pas tellement courant ! Nous avons tourné la difficulté en employant un ajustable multitours normal du commerce spécialisé en le montant mécaniquement sur la face avant, à ras, seul l'axe de réglage dépassant pour pouvoir y fixer un petit bouton à serrage concentrique.

Il nous reste à parler rapidement du montage et câblage du circuit imprimé d'affichage. En premier lieu

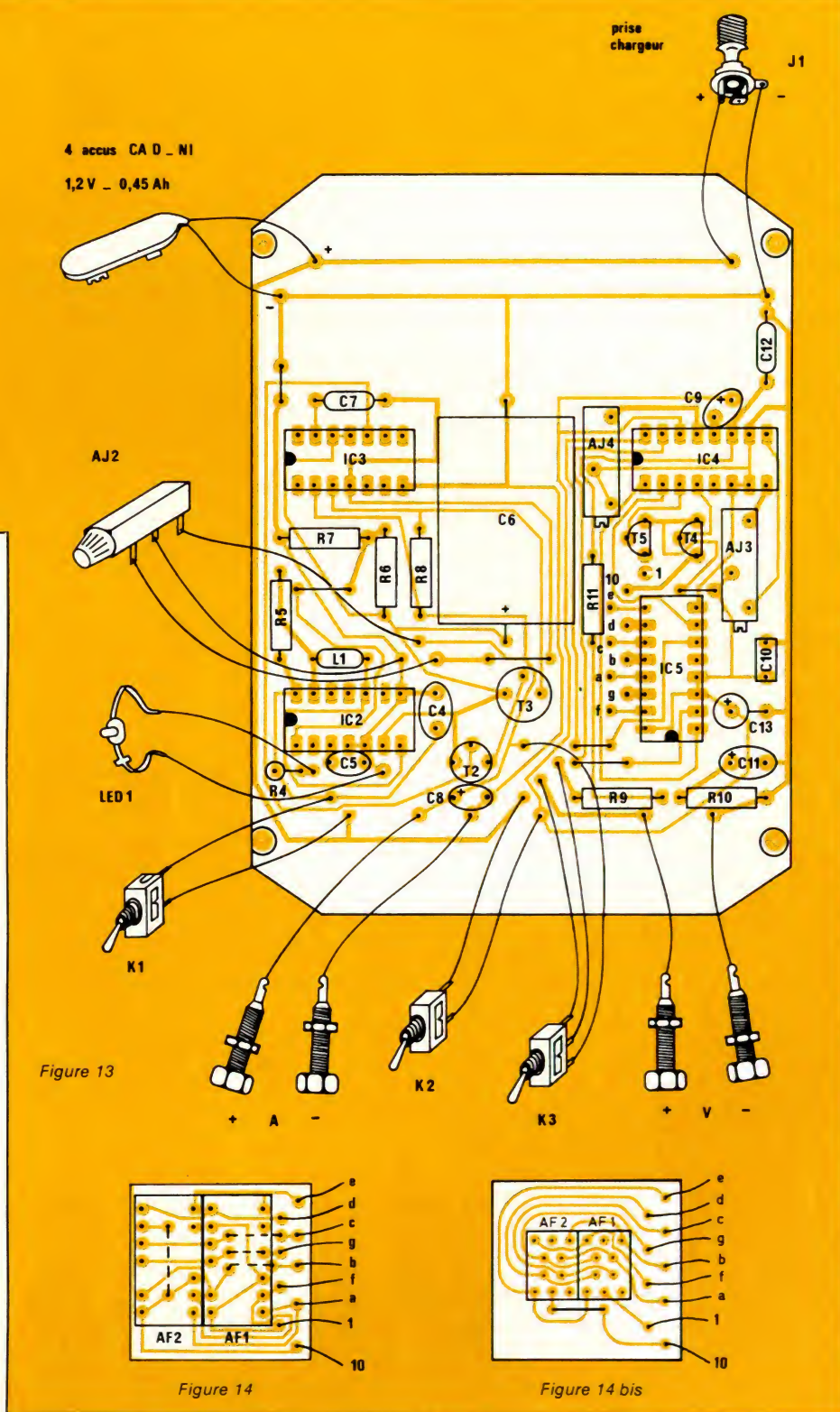


Figure 13

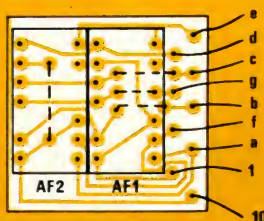


Figure 14

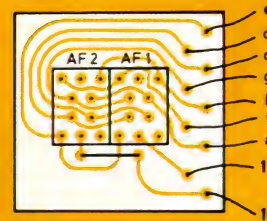


Figure 14 bis

doivent être naturellement soudés les straps situés en dessous des afficheurs, puis ceux-ci, enfin on terminera le câblage par un câble à 9 conducteurs reliant ce circuit au circuit imprimé principal. Le schéma de câblage de ce petit circuit est donné à la figure 14 ou à la figure 14 bis selon le tracé retenu (afficheurs MOTOROLA ou TELEFUNKEN).

Le câble de charge

Comme nous l'avons dit au début de cet article, nous utilisons donc le câble moulé livré avec l'alimentation de calculette. La seule modification consiste à couper à une extrémité le quadruple jack de branchement et à raccorder en lieu et place, conformément à la figure 15 un jack mâle de Ø 3,5 mm.

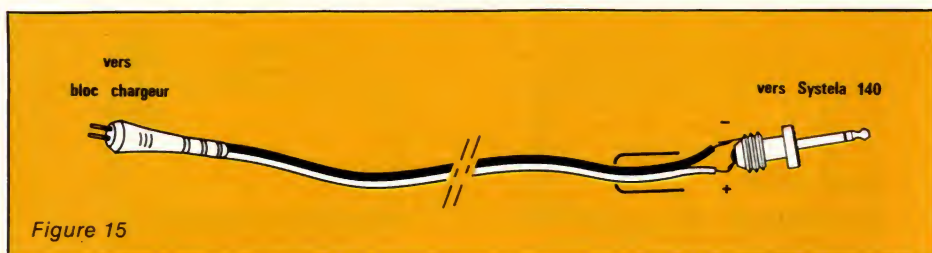


Figure 15

Usinage du boîtier

Il a été utilisé pour cette réalisation un petit boîtier très esthétique que nous avons voulu rendre encore plus fonctionnel par l'adjonction d'une béquille de positionnement. Le coffret du Systela 140 est un modèle RE-TEX SA de référence ELBOX RE-1 que l'on trouvera très facilement chez bon nombre de revendeurs spécialisés.

Usinage des faces avant et arrière

Pour mener à bien ces deux opérations, ôter les 4 petits pieds de caoutchouc au-dessous du coffret puis les 4 vis de fixation maintenant le coffret fermé. Il ne reste plus qu'à

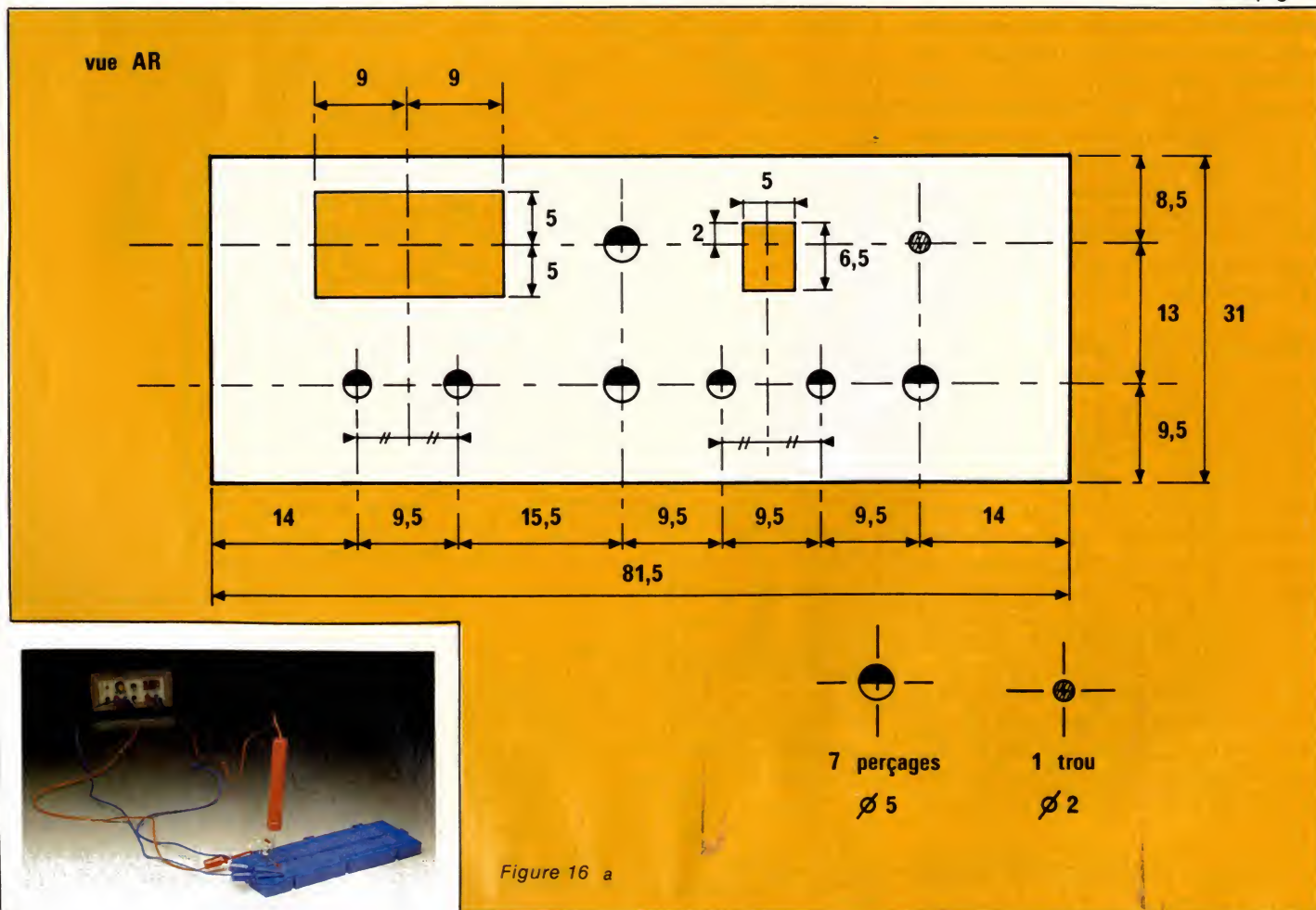
enlever les deux faces d'aluminium satiné en ayant bien soin de maintenir la pellicule auto-adhésive protectrice. Ensuite, réaliser les usinages conformément aux schémas donnés aux figures 16 a et 16 b. Du soin et de la qualité de cette exécution, surtout pour la face avant, dépendra évidemment le design de votre appareil. L'électronique n'est pas tout et pour notre part, quelle désillusion qu'un montage, aussi sophistiqué soit-il, glissé furtivement dans une boîte à savon ou un coffret usiné à la hâte. L'auteur affirme qu'un appareil électronique étudié par le concepteur en vue d'être réalisé par vous, amis lecteurs, se doit d'être aussi agréable à regarder, qu'à toucher et manipuler. A cet effet, le Systela et son bloc chargeur n'échappent pas à la règle.



Usinage des coques plastiques

Très simple, il suffit de bien maintenir le coffret fermé et de réaliser un perçage de chaque côté. Ces deux trous serviront évidemment au pas-

Suite page 83



NOUVEAU

LA PREMIERE ENCYCLOPEDIE PRATIQUE DE LA TELEVISION

10
élégants
volumes reliés
pleine toile
(3000 pages
1000 schémas et
illustrations).
1 schémétique.



Après "Le Livre Pratique de l'Electronique", EUROTECHNIQUE vous présente aujourd'hui dans la même collection, sa nouvelle encyclopédie "LE LIVRE PRATIQUE DE LA TELEVISION".

Conçue sur le même principe, c'est-à-dire une série de volumes très clairs, attrayants et abondamment illustrés, accompagnés de coffrets contenant tout le matériel pour une application immédiate.

FAIRE :

Grâce à des directives claires et très détaillées, vous aurez la fierté de réaliser vous-même votre téléviseur couleurs PAL-SECAM multistandard à télécommande ainsi qu'un voltmètre électronique. Vous recevrez également un oscilloscope de qualité grâce auquel vous effectuerez de nombreux contrôles et mesures.

SAVOIR :

Dans ce domaine en pleine expansion, vous enrichirez vos connaissances d'une spécialisation passionnante qui peut s'avérer très utile sur le plan professionnel. De plus, vous disposerez, chez vous, d'un ouvrage complet de référence sur la Télévision noir et blanc et couleurs, que vous pourrez consulter à tout moment.

Un
voltmètre
électronique.
Un oscilloscope.
Un téléviseur
multistandard
PAL-SECAM à
télécommande.



eurotechnique

FAIRE POUR SAVOIR

rue Fernand-Holweck, 21100 Dijon

**Remettez nous
vite ce bon**

BON POUR UNE DOCUMENTATION GRATUITE

09178

à compléter et à renvoyer aujourd'hui à EUROTECHNIQUE, rue Fernand-Holweck - 21100 DIJON

Nom _____
Adresse _____
Ville _____
Code postal _____

Je désire recevoir gratuitement
et sans engagement de ma part
votre documentation sur le
Livre Pratique
de la
Télévision

PHILIP MORRIS

SUPER LIGHTS



TBWA

L'AMERICAINE SUPER LEGERE NICOTINE : 0.4 MG GOUDRONS : 9.9 MG

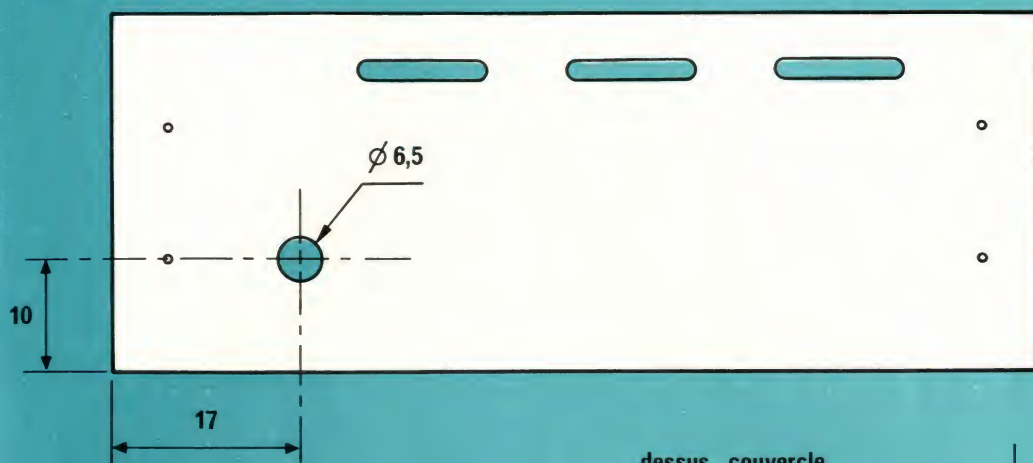


Figure 16 b

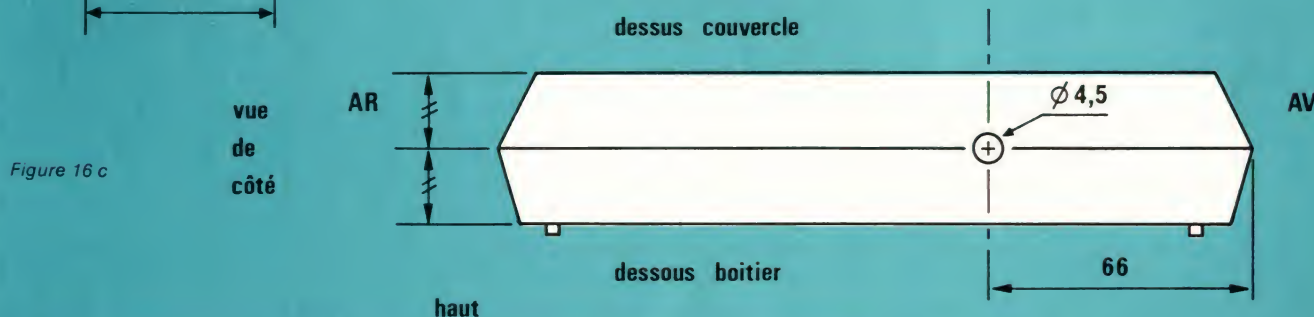


Figure 16 c

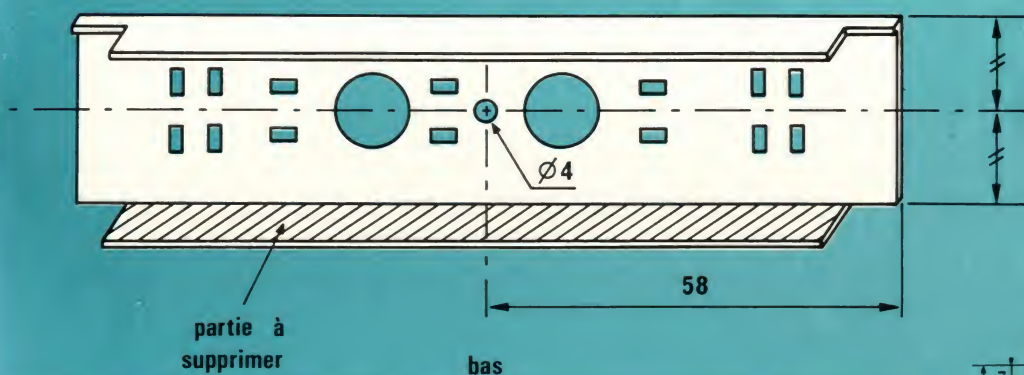


Figure 16 d

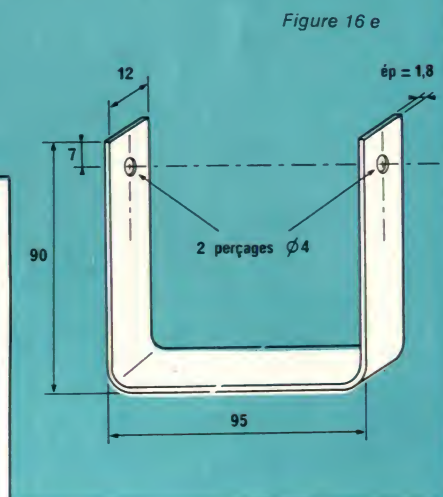


Figure 16 e

Suite de la page 78

sage des deux vis servant au maintien de l'étrier-béquille figure 16 c.

Usinage des deux flasques intérieurs

Situées de chaque côté du coffret à l'intérieur de celui-ci, ces deux flasques métalliques seront usinées conformément au dessin donné à la figure 16 d. On fera bien attention après avoir supprimé un des deux renvoi métallique sur chaque pièce, que le perçage de $\varnothing 4$ mm corresponde pour chaque flasque aux perçages de $\varnothing 4,5$ mm du boîtier.

Étrier de maintien

Réalisé à l'aide d'un petit rail d'aluminium de 12 mm de large on suivra les cotations données à la figure 16 e. Les deux perçages de

$\varnothing 4$ mm pourront être légèrement ovalisés à la queue de rat douce de façon à former deux oblongs, car il peut y avoir une certaine imprécision lors de la réalisation des deux courbures de cette pièce.

Précisions sur le montage mécanique boîtier, flasques, étrier

Comme en maquetisme, une réalisation aisée est celle où aucun point obscur ne vient gâcher le montage par le fait d'une incompréhension, bien souvent la cause d'une étude mal menée d'ailleurs. Otons les deux flasques du coffret, glissons dans chaque trou de $\varnothing 4$ mm, par l'intérieur, une vis à métaux en laiton étamé de longueur 20 mm ou 30 mm et soudons à l'étain à l'intérieur de la flasque la tête de vis. Ce travail terminé, il ne reste plus qu'à glisser

chaque flasque dans la partie inférieure du coffret, le CI principal étant évidemment fixé et raccordé, puis de refermer le coffret. A ce moment, en écartant légèrement l'étrier, par élasticité, il ne suffit plus qu'à le monter sur les deux vis dépassant ainsi de chaque côté du coffret et à le fixer par l'intermédiaire de rondelles et vis moletées. Le Systela 140 est terminé et doit être naturellement conforme aux photos qui accompagnent cet article.

Essais, réglages

Bloc chargeur

Avant de le brancher sur le secteur, deux manipulations importantes s'imposent : 1) positionner AJ₁ à peu près à mi-course et surtout glisser les deux tétons métalliques du CI (secteur) dans les logements en ABS conçus à cet effet dans la partie inférieure du boîtier, ainsi il se trouve entièrement caréné et l'on ne peut plus accéder au tracé (prudence... prudence !). Connecter le secteur 220 V et contrôler à l'aide d'un voltmètre que la tension continue sur le pôle positif de C₃ ou les cathodes de D₂ D₅ est de + 17 V. Ensuite, brancher le voltmètre aux bornes de l'embase J₂, voir figure 17, et s'assurer en tournant lentement AJ₁ que la tension évolue de + 3,7 V à + 7,2 V. Il ne reste plus qu'à fixer cette dernière entre + 5 V à + 5,5 V en fonction de la valeur de la tension de fin de charge atteinte par le bloc cad-nickel. Refermer le coffret du bloc chargeur en faisant attention au branchement du cordon sur l'embase (pas de détrompeur !). Vérifier qu'en sortie du jack on obtient bien la même tension.

Module de base

Après avoir ôté le dessus du coffret, basculons l'interrupteur de mise sous tension de l'alimentation. La LED située en face avant doit naturellement s'allumer. En premier lieu s'impose le contrôle aux bornes de notre jack d'accumulateur. Pour une charge correcte de celui-ci, le voltmètre doit indiquer une tension comprise entre 4,8 V et 5,3 V. Il nous reste à nous assurer d'une part du bon fonctionnement de notre alimentation à découpage en mesurant la tension continue sur le pôle positif du condensateur C₆, celle-ci doit être de + 40 V \pm 5 %, d'autre part de manœuvrer le potentiomètre de réglage AJ₂ du minimum au maximum et ainsi de contrôler que la tension en sortie d'alimentation passe bien de + 1 V à + 40 V.

Il ne nous reste plus maintenant qu'à effectuer l'essai et le réglage de la partie voltmètre, procédons au montage de la figure 18. Basculons l'interrupteur de mise en fonction correspondant, les deux digits doivent naturellement s'allumer. A ce moment, pour les réglages suivants, il faut que le sélecteur d'entrée voltmètre soit positionné sur extérieur et non sur l'alimentation, celle-ci d'ail-

leurs étant stoppée. A ce moment le premier réglage consiste à régler le potentiomètre ajustable AJ₃ et d'afficher sur les deux afficheurs 00 en ayant eu soin évidemment de strapper les deux bornes d'entrée voltmètre. Pour le deuxième réglage on emploiera une petite alimentation stabilisée 0. 20 V et, ayant au préalable déstrappé les bornes d'entrée du voltmètre, on injectera sur celles-ci une tension par exemple

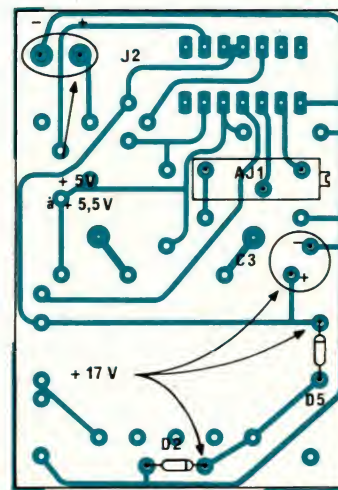


Figure 17

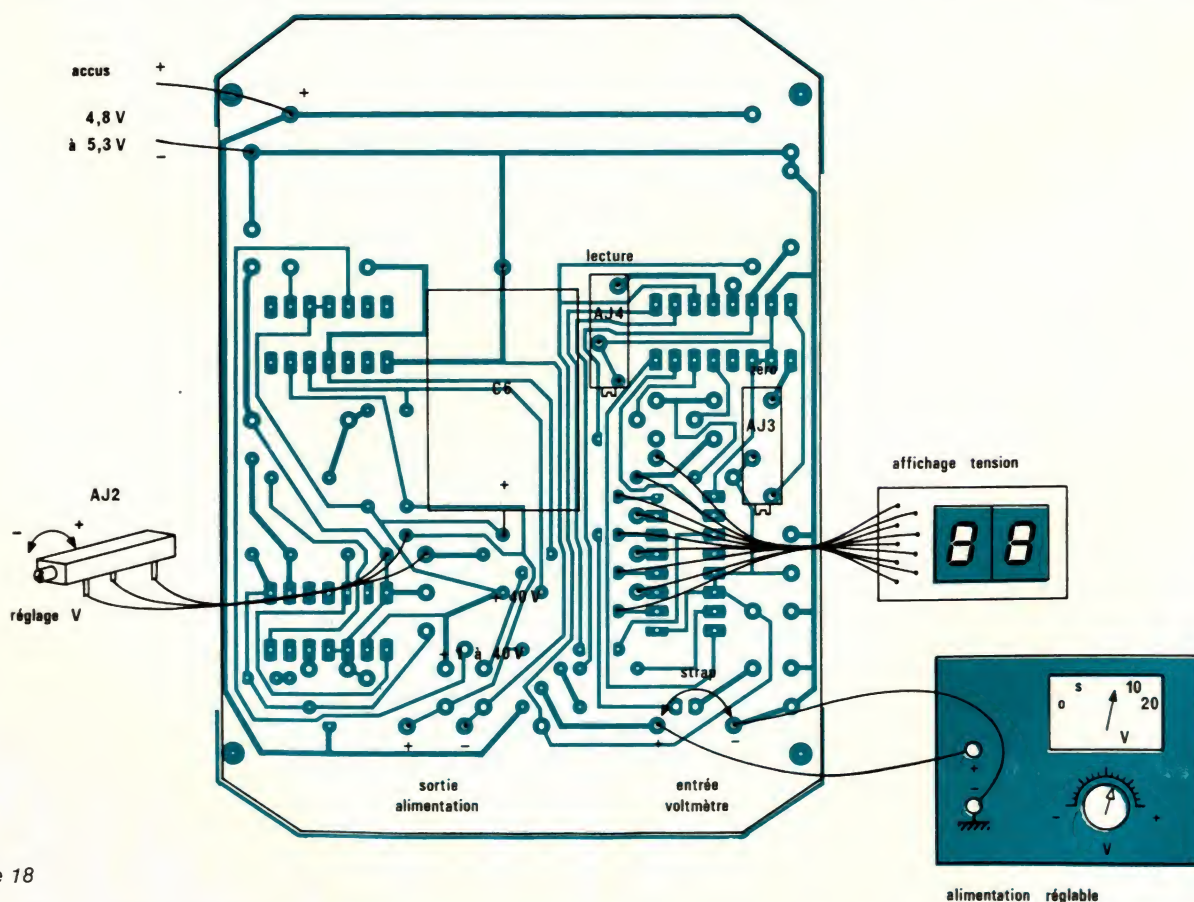


Figure 18

de 18 V. A ce moment il ne reste plus qu'à régler l'ajustable AJ₄ de façon à afficher 18. Les réglages de la partie voltmètre sont terminés et l'on peut maintenant contrôler le bon fonctionnement de l'ensemble en positionnant l'inverseur de choix d'entrée voltmètre sur alimentation et en s'assurant qu'en tournant le potentiomètre en face avant, l'affichage s'échelonne de 1 à 40 V. Il est clair qu'en repositionnant cet inverseur sur extérieur et si aucune source n'est connectée aux bornes d'entrée, l'affichage doit indiquer 00.

Utilisation

On peut soit utiliser l'alimentation séparément, soit encore seulement le voltmètre. Les deux peuvent être utilisés conjointement, soit de façon unique, le voltmètre affichant en permanence la tension de sortie de l'alimentation, soit encore en programmant à l'aide de l'affichage une certaine tension nécessaire à l'essai

d'un prototype puis en utilisant alors uniquement le voltmètre pour le contrôle des différents circuits de l'appareil. Se rappeler quand même que l'autonomie des accumulateurs n'est pas infinie et que si l'on a pas besoin de l'affichage il vaut mieux l'éteindre.

Conclusion

Nous en avons terminé avec l'étude et la réalisation du système électronique d'alimentation. Nous espérons que cet ensemble utilitaire séduira bon nombre de lecteurs par son originalité, ses caractéristiques, sa facilité d'utilisation et, comme nous le prévoyons par sa présentation hors série. Nul doute qu'il ne dépassera pas le laboratoire de l'électronicien amateur, fut-il, le plus chevronné et que pour beaucoup, son petit côté «autonomiste» s'affranchira de bien des situations.

C. De MAUSY

Nomenclature

Circuits intégrés

IC₁: μ A 723
IC₂: TL 497 CN
IC₃: μ A 723
IC₄: CA 3162 E
IC₅: 74 LS 247

Transistors

T₁: 2N 2222
T₂: 2N 2222
T₃: 2N 1711
T₄: BC 557
T₅: BC 557

Diodes

D₁, D₂, D₃, D₄, D₅: BAX 16

LED₁: LED Ø 2 mm rouge

ajustables

AJ₁: Ajustable multitours 1 k Ω
AJ₂: Ajustable multitours 10 k Ω
AJ₃: Ajustable multitours 10 k Ω
AJ₄: Ajustable multitours 10 k Ω

Résistances

R₁: 560 Ω 1/4 W
R₂: 15 Ω 1/4 W
R₃: 1,2 k Ω 1/4 W
R₄: 1 k Ω 1/4 W
R₅: 1 Ω 1/2 W
R₆: 33 k Ω 1/4 W
R₇: 1 k Ω 1/4 W
R₈: 3,9 Ω 1/4 W
R₉: 1 M Ω 1/4 W
R₁₀: 10 k Ω 1/4 W
R₁₁: 10 k Ω 1/4 W

Condensateurs

C₁: 0,1 μ F / 250 V polyester
C₂: 220 pF céramique
C₃: 470 μ F / 16 V chimique
C₄: 220 pF céramique
C₅: 150 pF céramique
C₆: 1000 μ F / 40 V chimique
C₇: 0,1 μ F / 250 V polyester
C₈: 10 μ F / 40 V chimique
C₉: 0,15 μ F / 35 V tantale
C₁₀: 0,01 μ F polyester
C₁₁: 4,7 μ F / 35 V tantale
C₁₂: 0,01 μ F polyester
C₁₃: 15 μ F / 16 V chimique

Divers

2 afficheurs Anode Commune
D 100 PA Telefunken par exemple
4 embase Ø 2 mm à visser
1 coffret RETEX ELBOX RE-1

TR₁: transformateur 220 V/12 V 0,3 A

J₁: embase jack Ø 3,5 mm
J₂: embase sortie 2 plots CI

K₁: interrupteur miniature 2 positions
K₂: interrupteur miniature 2 positions
K₃: inverseur unipolaire 2 positions
L₁: Self 150 μ H

SONEREL

33, rue de la Colonie 75013 PARIS

580.10.21

NOUVEAU

SFERNICE

P11VZN CR 20
(21 positions)

POTENTIOMÈTRE A CRANS



Potentiomètre rotatif de qualité à piste cermet. Simple et double, variation lin ou log. P11VZN 5 %



T 18

T 93 YB

Trimmers multitours à piste cermet



T7 YA

TX

Trimmers monotour à piste cermet



P 13 TR

Potentiomètre miniature de tableau à piste cermet

SFERNICE

RCMS 05 K3
Résistance de précision 1 % 50 ppm
Couche métal



RUWIDO



RUWIDO

Potentiomètre rectiligne de qualité à piste carbone

DEMANDE DE
CATALOGUE GRATUIT
ET TARIF

Nom :

Adresse :

Code postal :

Informations composants

Texas Instruments propose son temporisateur LINCMOS® TLC555 de Texas Instruments au prix du NE555

Texas Instruments vient de baisser de façon spectaculaire le prix de son temporisateur LinCMOS TLC555. Ce circuit, issu de la technologie CMOS à grille silicium, est maintenant proposé à un prix équivalent à celui du NE555 bipolaire standard.

Le succès du TLC555, depuis son lancement au début de l'année, a permis à Texas Instruments d'accéder à une production en volume et d'obtenir des coûts de fabrication hautement compétitifs.

Doté de performances accrues tant au niveau de la vitesse que de la consommation, le TLC555, grâce à sa compatibilité broche à broche, est destiné à remplacer rapidement le NE555 classique dans la plupart des applications. Dans cette attente, Texas Instruments a déjà approvisionné l'ensemble de ses distributeurs sur ce produit.

Texas Instruments espère que le rapport prix/performance offert sur le TLC555 va inciter les utilisateurs à mieux profiter des avantages de la nouvelle technologie LinCMOS au travers des autres produits de la gamme (amplificateurs opérationnels, comparateurs, convertisseurs analogiques/numériques).

Avec une puissance dissipée de 850 microwatts seulement, le TLC555 dispose d'une consommation vingt fois moins importante que celle du NE555 classique. Par rapport à ce même circuit, la fréquence de travail du TLC555 est dix fois plus élevée et peut atteindre 2,1 MHz max. Enfin, le très faible courant de polarisation en entrée du TLC555, inhérent à l'utilisation de la technologie CMOS, permet d'optimiser les paramètres de fonctionnement par l'usage de capacités de petite taille et de faible coût.

TEXAS INSTRUMENTS FRANCE
BP 5 06270 Villeneuve Loubet

Registres à décalage rapide RCA

Des registres à décalage rapide 8 bits CMOS s'ajoutent à la famille CMOS de RCA.

Deux versions d'un registre à décalage 8 bits à entrée parallèle/sortie série viennent d'être ajoutées à la famille CMOS rapide de RCA. Ces produits le CD74HC166 et le CD74HCT166, sont fabriqués à partir du procédé QMOS, à grille silicium de RCA. Le HC166 est étudié pour les systèmes CMOS alors que le HCT166 est compatible LSTTL et est prévu pour le remplacement des technologies bipolaires rapides en apportant le bénéfice de la faible consommation des CMOS.

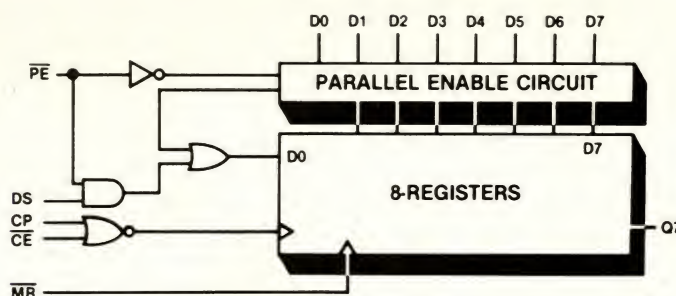
Chacun de ces circuits est un registre à décalage 8 bits qui permet l'entrée des données synchrone en série ou en parallèle en fonction de l'état de l'entrée PE (Parallel Enable). Si PE est forcé à l'état bas avant la transition positive du signal d'horloge, les données présentes sur les 8 lignes parallèles d'entrée sont

introduites dans le registre. Quand PE est haut, le dispositif fonctionne en registre série. Un bit sur l'entrée DS (Sérial Data) entre dans le flip flop de rang le plus bas (Q0) et chacun des autres bits présents dans le registre est décalé vers la position supérieure ((Q0 → Q1 → Q2, etc.) sur chaque transition positive de l'horloge.

Les étages de sortie ont une capacité d'injection ou d'extraction de courant de 4 mA, ce qui est suffisant pour commander 10 charges LSTTL. Les produits HC sont spécifiés pour fonctionner à des tensions d'alimentation comprises entre 2 et 6 V, alors que la série HCT, prévue pour la compatibilité TTL accepte des tensions d'alimentation de 4,5 à 5,5 V.

En raison de leur construction CMOS, chacun de ces types admet une gamme de température plus élevée que les logiques biopolaire : - 40 à + 85° C pour la QMOS comparée aux 0 à 70° C de la LSTTL.

Les CD74HCT166 sont encapsulés dans un boîtier plastique DIL, 16 broches.



Divers

ELC : Reprise définitive des activités de CENTRAD

CENTRAD représente 40 années d'expérience dans la mesure électrique et électronique avec une gamme allant du multimètre analogique au générateur de mire de télévision, en passant par des fréquencesmètres, sonomètres, générateurs etc...

E.L.C. apporte le punch et la jeunesse, mais aussi une gamme d'ali-

mentation de qualité, complétée par des appareils de tableaux, des sondes d'oscilloscopes etc...

La centralisation des services commerciaux et techniques à AN-NECY, ville parfaitement desservie au niveau des transports et des communications, permettra une réponse accélérée aux demandes de la clientèle.

Nul doute que cet apport d'expérience permette à la société E.L.C. d'effectuer un pas décisif dans son évolution actuelle.





temps: ⏰ ⏰ ⏰

difficulté: 🧩 🧩

dépense: 💰 💰

Télécommande « arrêt » à coupure totale



Possibilité
de détecter
des blancs
en fin de
programme
télévisé
ou musical

Le montage proposé ce mois-ci permet de couper l'alimentation de tout appareil fonctionnant sur le réseau, au moyen des ultras-sons. De plus, pour éviter toute surchauffe du récepteur (pendant la nuit, par exemple) celui-ci se déconnecte du 220 V au même moment que la charge. Nous avons également adapté sur ce récepteur un détecteur de blancs en fin de programme, télévisé ou musical : aucun problème si vous vous endormez devant votre téléviseur ou votre chaîne HiFi ! Celle-ci se coupera lorsque un blanc supérieur à 10 secondes (fin de cassettes, de disques, etc...) sera détecté.

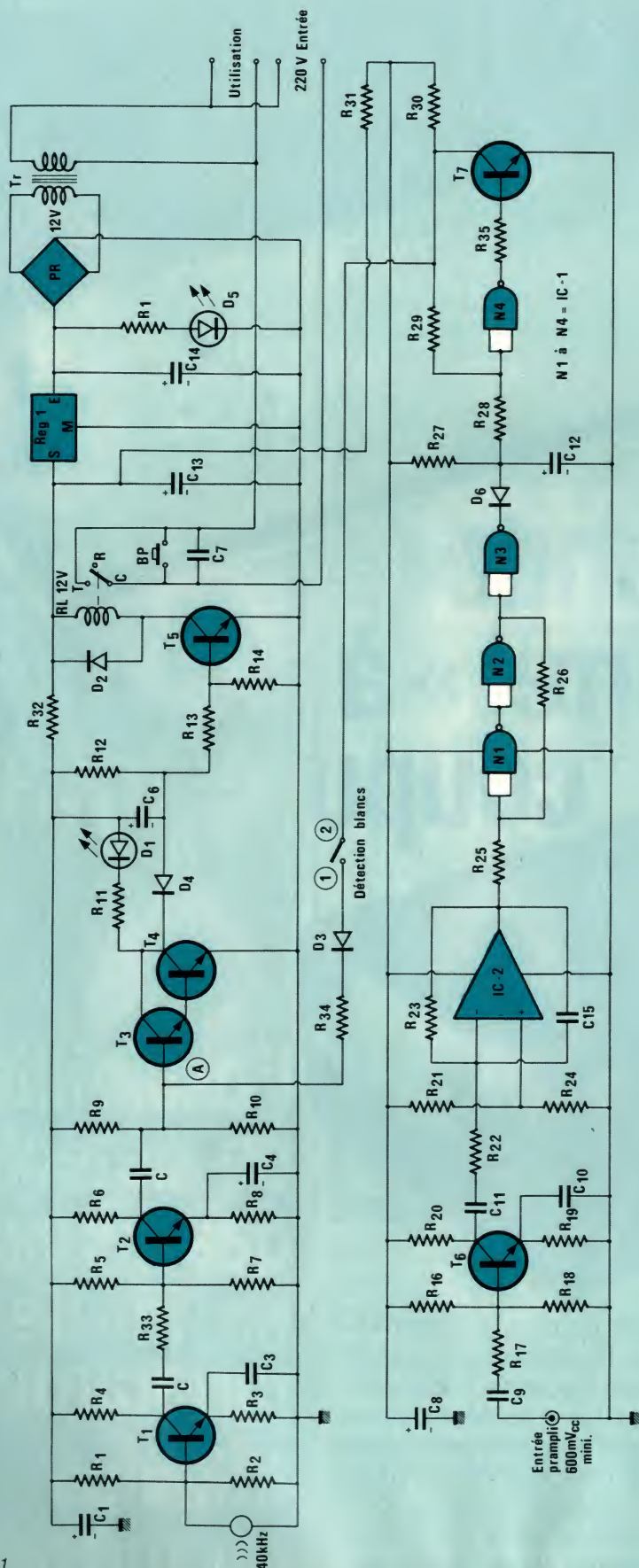


Figure 1

Principe retenu

Un émetteur portatif va produire un signal à 40 kHz, celui-ci sera émis par un transducteur ultrasonique, le signal sera reçu par une autre pastille ultrasonique, l'information sera envoyée à une électronique de traitement chargée d'actionner un relais qui coupera la charge ainsi que le récepteur.

Le récepteur

Son schéma de principe est visible à la figure 1. La pastille réceptrice possédant une résistance de sortie quasie infinie, il n'est pas nécessaire d'intercaler un condensateur pour éviter le décalage du point de repos de T_1 . En effet, pour faire fonctionner un étage construit, par exemple, comme le préamplificateur utilisant T_1 , il est nécessaire de s'imposer un certain courant i_0 circulant au repos (donc sans signal à l'entrée) dans la jonction collecteur émetteur du transistor.

Ce courant i_0 est égal au produit du courant circulant de la base (i_b) par le coefficient d'amplification statique du transistor (β_s). Autrement dit, un courant i_b appliqué sur la base autorise un courant collecteur $i_b \times \beta_s$, soit pour obtenir i_0 au repos, la nécessité d'injecter un courant i_b égal à i_0/β_s . Cette opération s'appelle la polarisation du transistor, et sera réalisée par un pont de résistances R_1 R_2 . Si le générateur appliqué entre masse et et jonction R_1 R_2 possède une faible résistance de sortie, celle-ci, placée en parallèle sur R_2 , modifiera le potentiel de pont donc le courant i_0 . Comment calculer ces composants ? Il faut d'abord s'imposer le courant collecteur : Si la charge consomme 2 mA, le courant collecteur sera au minimum de 2 mA. Il faut donc connaître la valeur de la charge appliquée au transistor. Connaissant i_0 , le gain en tension du montage et l'alimentation (cette dernière étant obtenue à partir de la dynamique maximale à transmettre, ainsi que le V_{CE} minimal), on peut calculer les divers composants associés à T_1 . Nous n'entrerons pas dans ces détails, le but de cet article étant de décrire le fonctionnement de l'appareil, non de faire un cours puisque plusieurs descriptions théoriques de ce genre ont été faites dans des numéros précédents. Simple-ment, le gain en tension à vide est égal à $\# R_4/R_3$ sur le palier haut du

diagramme de Bode et que l'on maintient 1 V aux bornes de R_3 au repos. Ceci pour effectuer la compensation en température : Si la température monte, le gain du transistor augmente, I_c en fait de même donc $I_c \times V_{CE}$ risque de dépasser la valeur maximale annoncée par le constructeur d'où claquage de la jonction. Pour supprimer ce défaut, on intercale dans la ligne d'émetteur une résistance qui, lorsque I_c augmentera, verra la ddp à ses bornes augmenter et ainsi, fera diminuer le V_{be} du transistor. Il conduira moins et par là même occasion réduira son courant collecteur d'où compensation en température. La capacité C ajuste la fréquence de coupure de l'étage. Cette fréquence de coupure est égale à :

$$f_o = \frac{1}{2 \pi R S C 3}$$

Avec, R_s , résistance de sortie d'émetteur égale à :

$$R_3 \parallel \frac{R_g + h_{11}}{\beta + 1}$$

T_2 est un étage de conception similaire à l'étage précédent. C_4 varie pour permettre un gain supérieur dans les fréquences basses, fréquences atténuées par l'étage d'avant pour combattre un parasitage quelconque. Nous sommes donc au point A du schéma. Le potentiel de ce point sera fonction de l'émetteur. Si ce dernier fonctionne, nous aurons un signal de 40 kHz en A. Ce signal va commander le darlington $T_3 T_4$ via C_5 . Sur le collecteur de T_4 nous aurons l'onde à 40 kHz, amplifiée fortement, qui illuminera la diode LED et qui, redressée par D_1 C_6 et R_{12} va bloquer T_5 et faire décoller le relais, d'où coupure de la charge et de la télécommande. Pourquoi une valeur de R_{12} aussi faible ? Ce sont les parasites qui ont conditionné cette valeur. En effet, au repos, donc sans mise en route de l'émetteur, T_5 conduit, polarisé par R_{12} R_{14} . Si un parasite arrive et fait conduire $T_3 T_4$, l'armature \ominus de C_6 passe brusquement à zéro et bloque T_5 . Donc C_6 est de forte valeur pour permettre au potentiel de la jonction R_{12} R_{13} d'évoluer lentement vers zéro et donc de ne l'atteindre que si l'information d'entrée est suffisamment longue. Lorsque surgit une salve de parasites, C_6 descend quand même sur le zéro volt puisqu'il est chargé

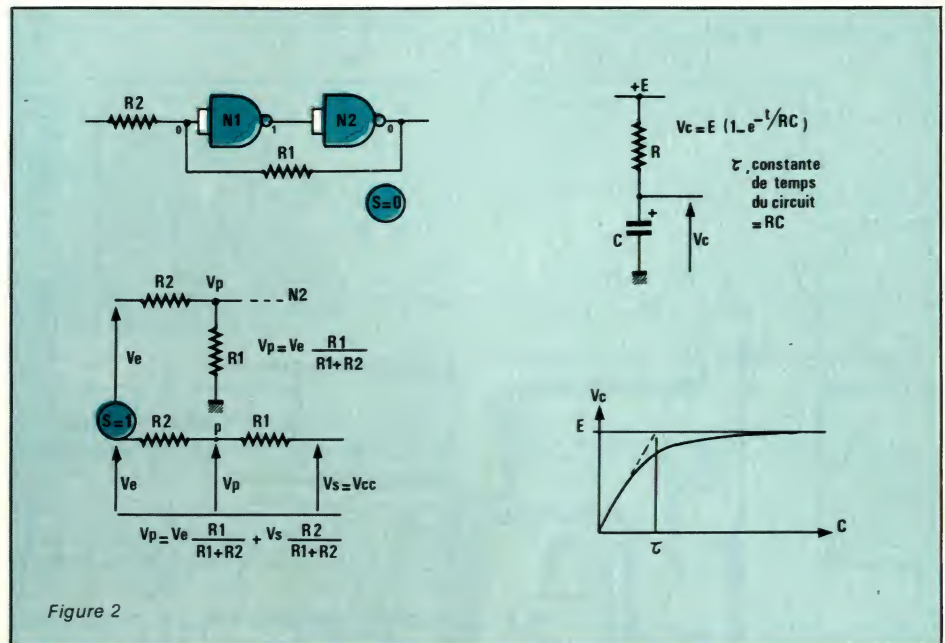


Figure 2

petit à petit par de brèves impulsions parasites. Il faut donc maintenir le plus possible le potentiel R_{13} R_{12} à + V ceci, si C_6 est déchargé. Cette décharge s'effectuera dans R_{12} , et R_{12} est faible pour une décharge rapide de C_6 . Le montage est alimenté sous 12 V, à travers R_{32} et filtré par C_1 . L'alimentation est classique et n'appelle aucun commentaire particulier. Par mesure de sécurité il sera préférable d'insérer un fusible dans la ligne alimentant le primaire du transformateur, un porte fusible peut facilement être fixé sur la face arrière de l'appareil. R_{15} , D_4 indiquent la mise en marche de l'appareil, mise en route enclenchée par action sur le bouton poussoir shunté par C_7 , câblé sur ces cosses.

Le détecteur de blancs

Il faut créer un niveau « 1 » appliqué en A en l'absence de modulation, soit un zéro en sortie du détecteur lorsqu'il y a modulation, zéro supprimé par D_5 qui bloquerait T_3

deux précédents. Ce n'est pas un amplificateur HiFi ! Il faut ici, écrêter au maximum la tension. C'est pourquoi nous rajoutons un autre amplificateur à 741 destiné à écrêter d'avantage l'onde de façon à commander le trigger de schmitt formé par N_1 et N_2 . Comment fonctionne ce trigger ? Regardons la figure 2. Si la tension d'entrée augmente, le potentiel de jonction R_{25} R_{26} va lui aussi augmenter et atteindre le seuil de basculement de la porte. Ainsi, la sortie va passer de « 0 » à « 1 » et ce « 1 » va être renvoyé à l'entrée par R_{26} pour accélérer le phénomène. Le raisonnement est identique lorsque le signal descend. Calculons les seuils sachant que les portes basculent à $V_{cc}/2$. Supposons la sortie à zéro, cela signifie que le potentiel sur l'entrée de N_1 est nul. Nous avons un diviseur potentiométrique formé par R_{25} et R_{26} . On peut donc écrire pour le premier cas seulement :

$$V_e \rightarrow \frac{V_{cc}}{2} = V_e \times \frac{R_{26}}{R_{25} + R_{26}}$$

$$\text{d'où } V_e = \frac{V_{cc}}{2} \times \frac{R_{25} + R_{26}}{R_{26}}$$

$$\frac{V_{cc}}{2} = V_e \times \frac{R_{26}}{R_{25} + R_{26}} + V_{cc} \times \frac{R_{25}}{R_{26} + R_{25}}$$

constamment et empêcherait le fonctionnement correct c'est-à-dire, malgré la mise en position « détecteur de blancs », pouvoir couper la charge par action sur l'émetteur. Voyons maintenant comment travaille ce module. Le signal BF est acheminé au moyen de C_9 R_{17} sur un amplificateur de tension d'une configuration identique aux

Maintenant, la sortie est haute, V_e va devoir baisser pour provoquer un second basculement. Nous avons donc deux générateurs de tension : l'un V_e et l'autre $V_s = V_{cc}$. Entre les deux, nous avons R_{25} R_{26} en série et à leur jonction nous avons également V_e . Et ce V_e doit repasser par $V_{cc}/2$ pour rebasculer : Appliquons le théorème de superposition :

$$\rightarrow V_e = -V_{CC} \left[\frac{R_{25}}{R_{26} + R_{25}} - \frac{1}{2} \right] \times \frac{R_{26} + R_{25}}{R_{26}}$$

$$= -V_{CC} \left[\frac{(K_{25} \times 2) - R_{26} - R_{25}}{2 \times (R_{26} + R_{25})} \right] \times \frac{R_{26} + R_{25}}{R_{26}}$$

Soit après simplification on trouve :

$$V_e = \frac{V_{CC}}{2} \times \frac{R_{26} - R_{25}}{R_{26}}$$

Les deux seuils de commutation sont donc :

$$\text{Seuil haut} = \frac{V_{CC}}{2} \times \frac{R_{25} + R_{26}}{R_{26}}$$

$$\text{Seuil bas} = \frac{V_{CC}}{2} \times \frac{R_{26} - R_{25}}{R_{26}}$$

En sortie de trigger nous aurons de fines impulsions positives. Celles-ci seront inversées par N3, empêchant ainsi toute charge de C12 par R27. En l'absence d'impulsions, donc de modulation, C12 se charge via R27 et déclenche le trigger formé par N4 T7. Nous avons utilisé un transistor, simplement par manque de portes logiques, un 4011 en contenant seulement quatre. En l'absence d'impulsion, donc après basculement, T7 est bloqué et transmet un « 1 » par D5 et R34 sur la base de T3, coupant l'alimentation de la chaîne. La tension aux bornes de C12 n'est accessible que sous haute impédance, n'essayez pas de visualiser sa charge en branchant votre contrôleur à ses bornes !

D6 évite au « 1 » présent en sortie de N3 de charger brutalement C12, donc sans temporisation. La valeur de temporisation peut être ajustée en jouant sur C12 R27. Calculons la valeur exacte de cette temporisation. Notre bascule N4 T7 commute pour :

$$V_e = \frac{V_{CC}}{2} \times \frac{R_{28} + R_{29}}{R_{29}} \approx 6,13 \text{ V}$$

Ainsi lorsque la tension aux bornes de C12 aura atteint 6,13 V, la commutation s'effectuera. Nous savons que la charge d'un condensateur sous tension E à travers une résistance R, vaut : $V_c = E(1 - e^{-t/RC})$. (Ceci est la solution générale de l'équation différentielle :

$$V_e = RC \frac{dV}{dt} + \frac{1}{C} \int idt$$

Soit l'équation à résoudre: 6,13 V = 12 V (1 - e^{-t/RC}) (=) 0,489 = e^{-t/RC}

soit ln(e^{-t/RC}) = ln 0,489 d'où

$$t = RC \ln 1/0,489 \approx 0,715RC$$

Vous pourrez ainsi calculer la temporisation de votre choix.

L'émetteur

Son schéma est visible en figure 3. Il s'agit d'un classique multivibrateur astable construit autour de N1, N2. La fréquence est ajustée par Aj1. Les portes N3 N4 permettent la sortie sous faible impédance et le transducteur est attaqué par C4. L'ensemble est alimenté sous 9 V et le multivibrateur fonctionne sous 5 V, tension obtenue par D21 R1. Nous avons préféré alimenter le tout sous 8 V pour éviter un décalage en fréquence à chaque changement de pile. Une LED Dz indique l'alimentation de l'émetteur.

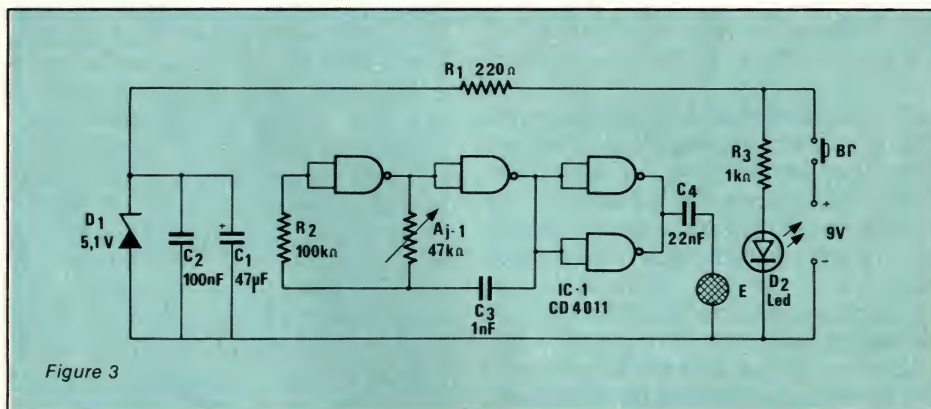


Figure 3

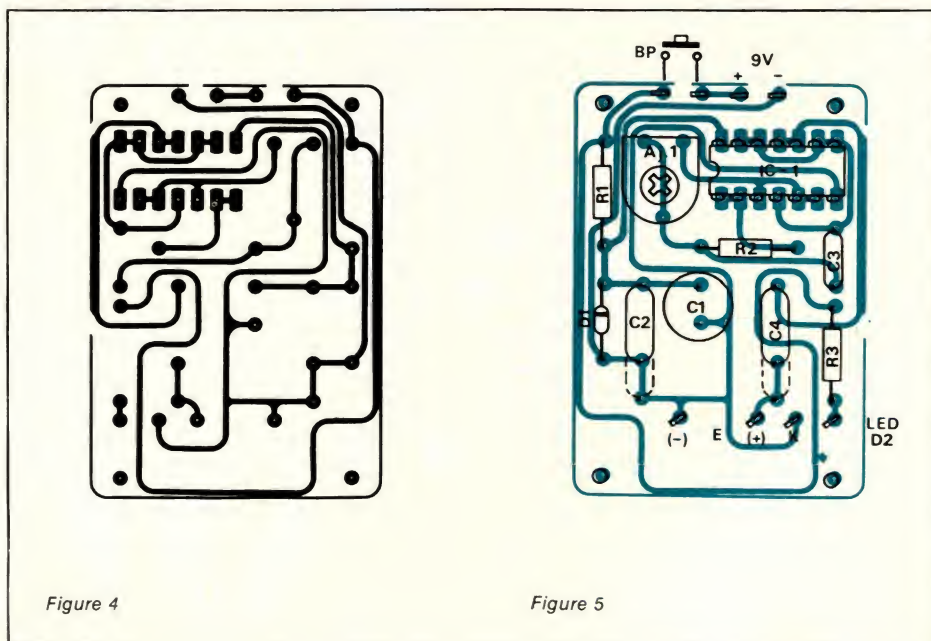


Figure 4

Figure 5

Réalisation pratique

Le récepteur voit ses tracé et implantation représentés respectivement aux figures 4 et 5 et l'émetteur en figures 6 et 7. On s'inspirera des photos pour l'usinage des boîtiers : L'émetteur sera logé dans un boîtier MMP réf : 173 LPA et le récepteur dans un ESM réf : EC 18/07 FA.

Mise au point

Elle se résume au réglage de la fréquence de l'émetteur sur 40 kHz, ceci avec oscilloscope, fréquence-mètre, etc. En appuyant sur le pous-





Réalisation

soir du récepteur, le relais doit coller et D₄ s'allumer. En alimentant l'émetteur, D₃ s'allume un bref instant et le relais décolle. Si vous fermez k₁, le relais décolle également puisque sans modulation T₇ est bloqué. Il faut donc au préalable relier le récepteur de toute source musicale. (Sortie préampli par exemple).

Conclusion

Ce montage peu onéreux a de nombreuses applications : Détection de fin de disques de bandes, de cassettes. On pourrait aussi lire une cassette, le préamplificateur du lecteur serait relié au détecteur de blancs ; la charge serait un tuner et ainsi la durée d'écoute serait fonction de la durée de la cassette. D'autres applications sont possibles, nous faisons confiance à l'ingéniosité de nos lecteurs pour les trouver.

Christophe BASSO

Nomenclature

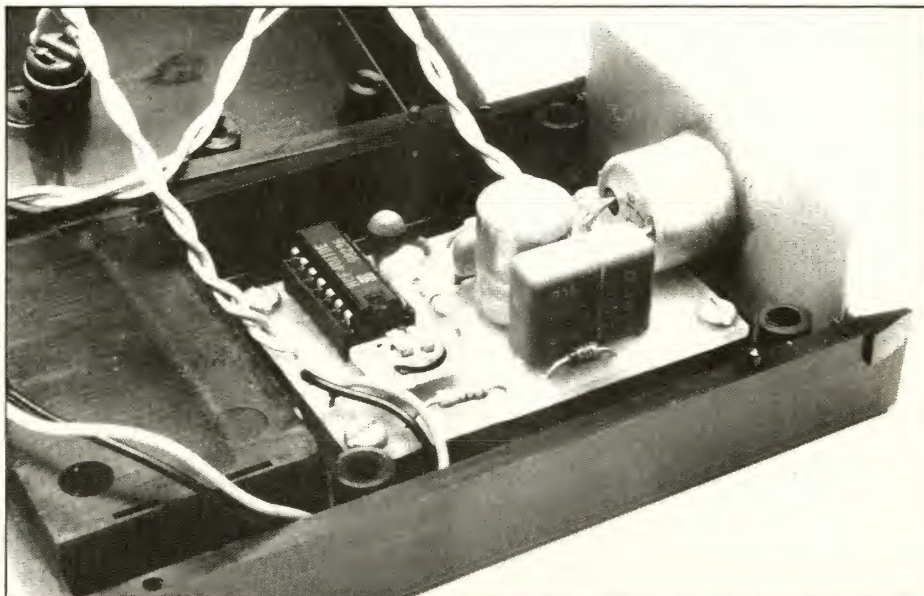
Récepteur

Résistances

R ₁ : 270 kΩ	R ₁₆ : 270 kΩ
R ₂ : 56 kΩ	R ₁₇ : 1 kΩ
R ₃ : 10 kΩ	R ₁₈ : 56 kΩ
R ₄ : 3,3 kΩ	R ₁₉ : 10 kΩ
R ₅ : 270 kΩ	R ₂₀ : 3,3 kΩ
R ₆ : 3,3 kΩ	R ₂₁ : 10 kΩ
R ₇ : 56 kΩ	R ₂₂ : 100 Ω
R ₈ : 1 kΩ	R ₂₃ : 470 kΩ
R ₉ : 470 kΩ	R ₂₄ : 10 kΩ
R ₁₀ : 47 kΩ	R ₂₅ : 1 kΩ
R ₁₁ : 330 Ω	R ₂₆ : 10 kΩ
R ₁₂ : 820 Ω	R ₂₇ : 22 kΩ
R ₁₃ : 10 kΩ	R ₂₈ : 10 kΩ
R ₁₄ : 4,7 kΩ	R ₂₉ : 470 kΩ
R ₁₅ : 680 Ω	R ₃₀ : 47 kΩ
	R ₃₁ : 330 Ω
	R ₃₂ : 220 Ω
	R ₃₃ : 1 kΩ
	R ₃₄ : 10 kΩ
	R ₃₅ : 10 kΩ

Condensateurs

C ₁ : 100 μF/16 V	C ₈ : 100 μF/16 V
C ₂ : 1 nF	C ₉ : 22 nF
C ₃ : 100 nF	C ₁₀ : 100 nF
C ₄ : 22 μF/16 V	C ₁₁ : 22 nF
C ₅ : 22 nF	C ₁₂ : 47 μF/16 V
C ₆ : 100 μF/16 V	C ₁₃ : 100 μF/16 V
C ₇ : 22 nF/250 V	C ₁₄ : 100 μF/25 V
	C ₁₅ : 4,7 nF



Transistors T₁: BC238 T₅: 2N 1711
T₂: BC 238 T₆: BC 238
T₃: BC 238 T₇: BC 238
T₄: BC 238

Diodes D₁: 1N 4148
D₂: 1N 4001
D₃: LED rouge
D₄: LED rouge
D₅: 1N 4148
D₆: 1N 4148
PR : Pt diodes 1A 200 V

Circuits Intégrés IC₁: CD 4011
IC₂: μA 741
Reg : 7812

Divers

Inter, poussoir, DIN, etc.
coffret ESM réf. : EC 18/07 FA
Récepteur ultra-sons Murata ou autre.
RL : relais OMRON G2 L-113-P.V

ÉMETTEUR

Résistances

R₁: 220 Ω
R₂: 100 kΩ
R₃: 1 kΩ
A_{j1}: 47 kΩ

Diodes

D₁: 5,1 V 400mW
D₂: LED rouge

Condensateurs

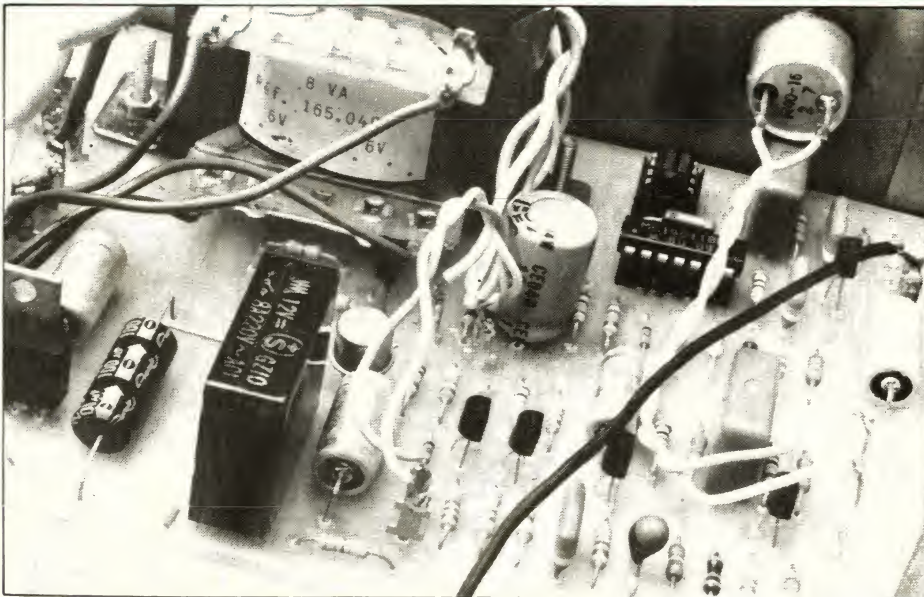
C₁: 100 μF/16 V radial
C₂: 100 nF
C₃: 1 nF
C₄: 22 nF

Circuits Intégrés

IC₁: CD 4011

Divers

Coffret MMP 173 LPA
Bouton poussoir, émetteur ultra-sons, Murata ou autre.





Des cassettes de SPECTRUM pour l'ORIC ?

Bien des obstacles semblent interdire le chargement sur un ordinateur, de cassettes destinées à une autre machine. Pourtant, il est possible (et parfois même simple !) d'entrer au clavier sur un ordinateur quelconque, des programmes BASIC de provenances diverses.

Ce n'est que lorsqu'il est question de langage machine ou d'instructions très spéciales (graphiques, sonores, accès direct en mémoire, etc.) que les choses se compliquent vraiment.

Nous allons décrire ici une méthode assez simple permettant de transférer sur un ORIC un programme présent dans la mémoire d'un SPECTRUM, méthode qui pourrait éventuellement être étendue à d'autres machines.

Naissance d'une idée

Il suffit d'écouter (même si ce n'est pas spécialement harmonieux) un échantillonnage de cassettes informatiques pour se convaincre rapidement que chaque ordinateur « parle » une langue bien à lui (les spécialistes parlant de FORMATS ou de PROTOCOLES particuliers).

On a pu également lire ici ou là que, de toute façon, chaque machine possédant une organisation mémoire bien à elle, il ne fallait même pas songer à une quelconque compatibilité. Et pourtant, la plupart des BASICS se ressemblent fort, ou possèdent au moins de très nombreux points communs...

Certains de nos lecteurs se souviennent peut-être de publicités vantant les mérites d'un lecteur de disquettes « miracle » permettant d'écrire un programme sur un SPECTRUM, puis de le charger pour exécution sur un ORIC.

On a alors ciré « au fou » un peu partout, et ce matériel a vite disparu du marché. Mais peut-être ne s'agissait-il nullement d'une fumisterie ?

En Grande-Bretagne, on peut facilement se procurer un logiciel du nom de SLOWLOADER, permettant de charger sur un SPECTRUM à peu près n'importe quelle cassette de ZX 81. Pourtant, l'organisation interne des deux machines est radicalement différente et, de plus, le SPECTRUM obéit au codage ASCII,

tandis que le ZX 81 emploie un code tout à fait particulier...

Toujours Outre-Manche, la très sérieuse BBC a diffusé sur sa chaîne « Radio 4 » des programmes pouvant être chargés directement sur les principales machines du marché anglais : ils étaient écrits dans une version spéciale de BASIC appelée le BASICODE, et un logiciel « adaptateur » assurait le chargement sur telle ou telle machine : le succès fut considérable ! Le point commun à toutes ces tentatives est que la transmission s'opère en « mode texte » : un programme n'est en effet rien d'autre qu'un assemblage de caractères alphanumériques, qui pourrait facilement être transmis par télex.

Dans ces conditions, pourquoi ne pas charger un tel « texte » dans une zone quelconque de la mémoire d'un ordinateur, puis le soumettre à un puissant logiciel capable de corriger les instructions qui ne seraient pas conformes à la syntaxe de l'ordinateur utilisateur, et enfin le transférer pour exécution dans la mémoire programme de la machine ?

Éventuellement, les opérations les plus difficiles à programmer pourraient être exécutées à la main, mais même ainsi, le gain de temps demeurerait considérable par rapport à une saisie au clavier de la première à la dernière ligne.

C'est cette idée que nous avons décidé de creuser, en choisissant un ORIC 1 ou (ATMOS) comme « destinataire ».

En effet, cet ordinateur possède un éditeur sur lequel les pires critiques ont été émises, mais qui offre l'intéressante possibilité de pouvoir faire entrer en mémoire programme n'importe quelle ligne de texte présente à l'écran (grâce à la manœuvre dite CTRL A).

Cette même procédure permet également de corriger à volonté ces lignes, soit lors de ce transfert, soit plus tard, lorsqu'une erreur de syntaxe sera détectée à l'exécution, puisque l'ORIC ne vérifie pas la syntaxe avant ce moment crucial : on peut fort bien lui faire prendre en mémoire la ligne suivante :

10 BONJOUR, JE M'APPELLE ORIC

Son exécution sera cependant une toute autre affaire !

Ces faiblesses de l'éditeur de IO-RIC vont se révéler une aubaine pour l'expérience que nous allons tenter...

Passons à la pratique

Le but de la manœuvre consiste à lister sur l'écran d'un SPECTRUM un programme (ou une partie de programme) qu'il possède dans sa mémoire, puis à transmettre le « paquet » de codes ASCII ainsi formé à un ORIC, qui sera chargé de recons-

tituer cet écran. Pour l'instant, il ne s'agit que d'une imitation de télex sans grande originalité.

Cependant, rien ne nous empêche de « balayer » cet écran par des CTRL A, et d'entrer ainsi les lignes reçues dans la zone programme de la mémoire !

Toutes les instructions BASIC communes aux deux machines (et il y en a beaucoup !) passeront « comme une lettre à la poste », alors que celles qui poseraient des problèmes pourront facilement être corrigées manuellement.

Par exemple, il faudra remplacer par des capitales toutes les minuscules que le SPECTRUM accepte, contrairement à l'ORIC, dans un nom de variable.

En fait, les programmes les plus simples ne réclament souvent aucune correction et peuvent être directement exécutés ! Reste à établir la liaison entre les deux machines :

On pourrait utiliser des interfaces RS 232 C (transmission en série), voire même des modems et une ligne téléphonique, ou tenter de rendre compatibles les signaux BF transitant par les prises cassette en réécrivant les routines machine SAVE du SPECTRUM et CLOAD de l'ORIC.

Il est cependant beaucoup plus simple, et plus rapide, de recourir à une transmission en parallèle, si les machines se trouvent en un même lieu (notamment sur une même table).

Pour ce faire, il suffit de réunir par un câble en nappe des cartes d'entrée-sortie montées sur les deux machines, couramment utilisées pour relier toutes sortes de dispositifs externes aux ordinateurs domestiques.

Nous utiliserons ici une carte 8ES pour le SPECTRUM et une carte ORES pour l'ORIC, accessoires très répandus chez les possesseurs de ces machines.

Il faudra prévoir environ un mètre (ou moins) de câble en nappe à onze conducteurs, dont l'attribution sera la suivante :

- un fil de masse ;
- huit fils reliant les huit sorties de la 8ES du SPECTRUM aux huit entrées correspondantes de l'ORES de l'ORIC ;
- un second fil de masse ;
- un fil reliant une sortie de

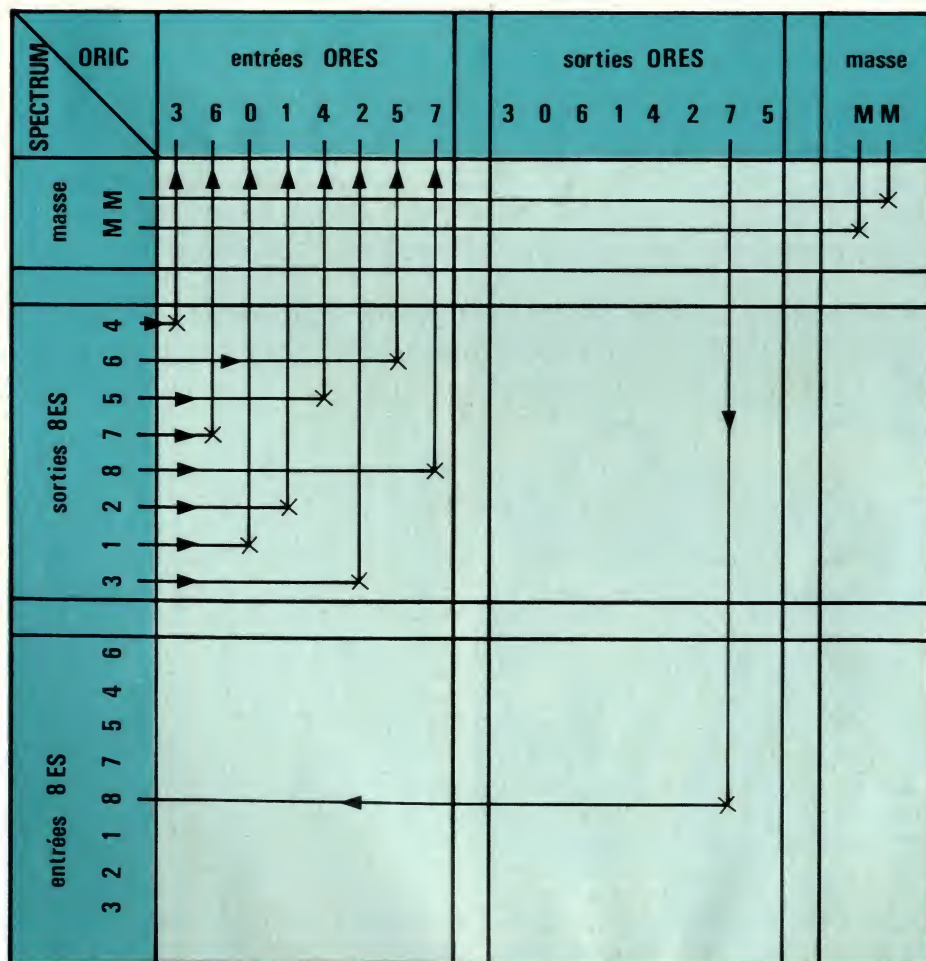


Figure 1 - Interconnexion des cartes d'interface de l'ORIC et du SPECTRUM. (Les bornes sont disposées en accord avec leur implantation réelle sur les cartes.)


```

10010 POKE 785,255 : CLS
10020 PRINT:PRINT"Faire GOTO 9920 sur le SPECTRUM"
10030 PRINT:PRINT"Puis Presser RETURN sur l'ORIC"
10040 GET A# : CLS
10050 FOR L=0 TO 21
10060 FOR C=0 TO 31
10070 POKE 785,127
10080 PRINT CHR$(PEEK(785));
10090 POKE 785,255
10100 WAIT 1
10110 NEXT C
10120 PRINT
10130 NEXT L
10140 REM COPYRIGHT 1984 P.GUEULLE
    
```

Figure 2 - Le logiciel pour l'ORIC.

```

9920 FOR l=0 TO 21
9930 FOR c=0 TO 31
9940 IF IN 63>=128 THEN GO TO 99
40
9950 LET k=CODE SCREEN$ (l,c)
9960 OUT 63,255-k
9970 IF IN 63<128 THEN GO TO 997
0
9980 NEXT c
9990 NEXT l
9999 REM copyright 1984
    
```

Figure 3 - Le logiciel pour le SPECTRUM... listé par l'ORIC après son transfert : l'ORIC ne refuse nullement les programmes non conformes à sa syntaxe, mais ne peut évidemment les exécuter.

l'ORES de l'ORIC à l'entrée correspondante de la 8ES du SPECTRUM (signal dit de « poignée de main », permettant aux deux ordinateurs de se synchroniser). Nous avons choisi arbitrairement à ce niveau l'entrée et la sortie de poids fort (N° 8).

La figure 1 regroupe ces données essentielles sous la forme d'un tableau à double entrée, dont chaque case symbolise une connexion possible, établie ou non.

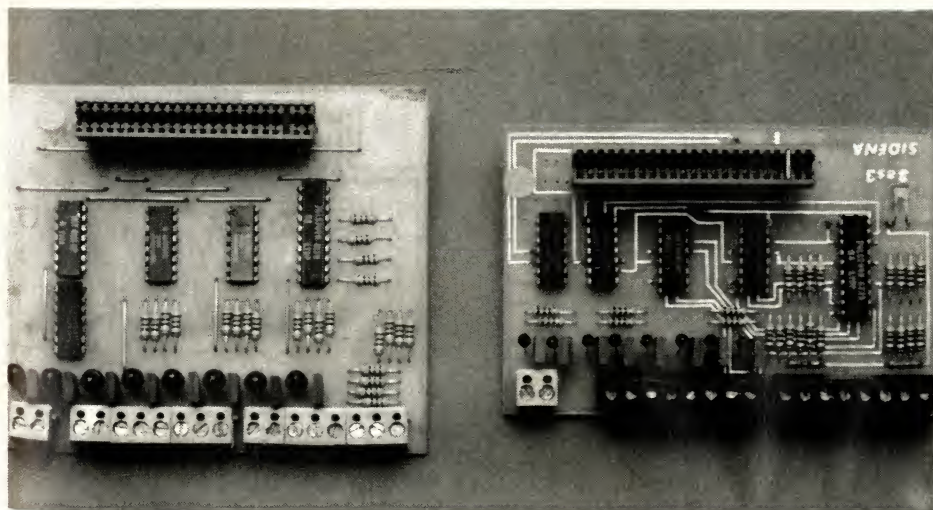
Il est essentiel d'éviter le moindre croisement de fils, car les caractères reçus s'en trouveraient fort affectés !

Les logiciels de transfert

Pour que tout se passe avec ordre, il faut que l'une des machines impose son rythme à l'autre. Nous avons choisi d'assigner à l'ORIC le rôle de « maître », et au SPECTRUM celui d'« esclave », car l'impression d'un caractère sur l'écran est plus longue que la collecte d'un caractère dans le fichier d'affichage.

Néanmoins, le choix inverse aurait pu être fait, à condition que le « handshaking » fonctionne à la perfection.

La figure 2 montre que le premier soin de l'ORIC, lorsqu'il commence l'exécution de son programme de « réception », est de faire passer toutes les sorties de la carte ORES à zéro.



Rappelons qu'il s'agit de sorties en « logique négative », dont les transistors sont saturés lorsque les voyants sont allumés, c'est-à-dire lorsque le bus de l'ordinateur véhicule des 1 : il y a donc INVERSION logique ou COMPLÉMENTATION.

Lorsque le SPECTRUM sera lancé, APRÈS L'ORIC, sur le logiciel de la figure 3, il bouclera sur la ligne 9940 en attendant que l'ORIC lui signale qu'il est prêt à recevoir un caractère.

Ce signal sera donné dès que l'opérateur aura pressé la touche RETURN de l'ORIC, lors de l'exécution de la ligne 10070 : le SPECTRUM quittera alors sa boucle, pour transmettre un caractère. Il ne cherchera pas à passer au suivant (ligne 9980) tant que l'ORIC ne lui aura pas indiqué, par la ligne 10090, qu'il a terminé l'impression du précédent.

Tout recommence alors, caractère après caractère, et ligne après ligne.

Il se trouve que l'écran de l'ORIC est plus grand (27 lignes de 39 caractères) que celui du SPECTRUM (22 lignes de 32 caractères). Ainsi, il restera suffisamment de place en bas pour que le passage « Ready » puisse apparaître sans perturber les lignes reçues.

Dès ce moment, on peut faire entrer en mémoire programme les lignes présentes à l'écran, en les « balayant » ENTIÈREMENT avec le curseur, déplacé au moyen des flèches **verticales** et de CTRL A.

La répétition automatique offerte par le clavier de l'ORIC rend cette opération fort rapide, en fait presque aussi rapide que la transmission proprement dite.

Une fois toutes les lignes de l'écran exploitées, on peut passer à la suite du programme en faisant, DANS L'ORDRE :

- SUR L'ORIC : GOTO 10010 (un RUN lancerait... le programme que l'on a déjà reçu !);

- SUR LE SPECTRUM : LIST précisant la ligne **suivant** la dernière à avoir été transmise (attention, était-elle entière ?);

- SUR LE SPECTRUM : N pour refuser le SCROLL proposé;

- SUR LE SPECTRUM : GOTO 9920 et ENTER;

- SUR L'ORIC : RETURN.

Des programmes fort longs peuvent ainsi être transférés par blocs, à condition de bien veiller à leur raccordement : il n'est pas garanti que

le listage du SPECTRUM s'arrête à la fin d'une ligne lorsque l'écran est plein !

Les numéros des lignes de nos deux logiciels ont été choisis élevés, afin d'éviter autant que possible les interférences avec le programme transféré. En cas de problème, la renumérotation nécessaire ne serait que de peu d'ampleur.

La très commode fonction MERGE du SPECTRUM permet de charger à la suite l'un de l'autre à partir de cassettes distinctes le logiciel de la figure 3 ET le programme à transférer, sans ordre préférentiel.

Quant à l'ORIC, le seul chargement à prévoir est celui du logiciel de la figure 2, qui pourra être détruit ligne à ligne lorsque son rôle sera achevé (mais rien n'empêche de le laisser là, quitte à le séparer du programme reçu par un simple STOP).

Les adaptations manuelles

Il est des programmes qui « tourneront » sur l'ORIC dès qu'ils auront été transférés à partir du SPECTRUM.

Toutefois, il est plus probable que certaines lignes auront à être modifiées ou même réécrites entièrement.

Le temps gagné reste cependant très important par rapport à une frappe intégrale.

Le point le plus gênant est que le SPECTRUM accepte les lettres minuscules sans la moindre restriction, ce qui n'est certes pas le cas de l'ORIC.

Si ce problème se révélait par trop sérieux, on pourrait éviter la correction manuelle systématique en ajoutant une ligne au logiciel de la figure 2, qui détecterait les codes ASCII correspondant à des minuscules (97 à 122), et leur soustrairait 32 pour en faire des capitales : déjà une forme de « traduction » automatique.

Le même principe pourrait servir à transcoder en ASCII des listings émanant d'un ZX 81 au lieu d'un SPECTRUM...

Les parenthèses sont aussi une source de problèmes : l'ORIC en est friand alors que le SPECTRUM s'en passe volontiers, sans pour autant les refuser !

Si l'on doit donc écrire un programme SPECTRUM avec l'arrière-

pensée de l'adapter à l'ORIC, on aura intérêt à prévoir, par exemple : CHR\$ (32) au lieu de CHR\$ 32.

Viennent enfin les instructions qui diffèrent d'une machine à l'autre : si l'on évite les programmes faisant par trop largement appel aux graphiques et au son, il sera relativement facile de remplacer les INKEY\$ par des KEYS ou des GET (en adaptant si nécessaire les codes des touches dites de contrôle), les PRINT AT par des PLOT, les PAUSE par des WAIT (en adaptant les durées), etc.

L'avantage du transfert dans le sens SPECTRUM vers ORIC est que ce dernier ordinateur est plus tolérant dans le libellé de certaines instructions : il accepte NEXT tout court, un numéro de ligne après THEN sans GOTO, A = 5 au lieu de LET A = 5, mais il ne refusera nullement la forme « enrichie » de ces instructions, obligatoire avec le SPECTRUM.

On découvrira avec émerveillement que les symboles « supérieur ou égal » ou « inférieur ou égal », obtenus avec une touche sur le SPECTRUM mais à l'aide de deux touches sur l'ORIC « passent » sans la moindre difficulté : quelle belle chose, que ce « mode texte »...

Seuls quelques signes particuliers tels que la £ ou le copyright risquent de souffrir quelque peu, mais leur usage reste très exceptionnel.

Conclusion

Ce procédé, tout à fait expérimental en ce qui nous concerne, peut déjà déboucher sur des applications pratiques : la mise en commun provisoire, par des amateurs, de machines de marques différentes en vue d'échanges de programmes normalement spécifiques.

Nous espérons cependant avoir réussi à prouver, avec cette démonstration dans un cas simple, qu'à l'aide de logiciels appropriés, il ne doit pas être impossible de « traduire » en un temps assez court, des logiciels devant pourvoir « tourner » sur des machines très différentes, réputées incompatibles. Peut-être découvrons-nous là l'un des aspects de l'informatique « grand public » de demain ?

Patrick Gueulle

afpa, Centre de formation professionnelle des adultes, stages 85

Comme chaque année, l'afpa organise à Pont de Claix près de Grenoble des stages d'entretien et de perfectionnement des connaissances en automatique, électronique, programmation et micro-informatique.

Pour un même stage, les sessions sont classées par ordre de difficulté croissante

En fonction de leur niveau, les candidats peuvent s'inscrire à une ou plusieurs sessions. Il est souhaitable que leurs connaissances soient au moins équivalentes à celles définies par le programme des connaissances nécessaires pour suivre la session.

Ces stages répondent à des besoins d'actualisation des connaissances et ne sont sanctionnés par aucun diplôme.

RENSEIGNEMENTS GENERAUX

Les sessions sont organisées pour 16 stagiaires et sont conduites et animées par des équipes d'ingénieurs et de techniciens.

Une documentation est distribuée à chaque stagiaire.

POUR VOUS INSCRIRE

Il vous suffit de remplir la fiche de renseignements et d'inscription de la session que vous avez choisie et qui se trouve à la fin du programme du stage.

Cette fiche doit nous être adressée sous couvert de votre chef de service si vous êtes envoyé par votre employeur. Elle doit nous parvenir dans les meilleurs délais.

Notre capacité d'accueil étant limitée, nous ne retiendrons que les 16 premières inscriptions.

Vous serez aussitôt informé de l'acceptation ou du rejet de votre candidature soit par votre employeur, soit par nos soins, si vous êtes candidat libre.

Pour tous renseignements vous adresser :

Centre de Formation
Professionnelle des Adultes
Complexe Électricité,
38, av. Victor-Hugo
38800 - Le Pont-de-Claix
Tél. : (76)98.00.09

Ci-après le calendrier des stages.

ERRATA

A propos de l'AC DISCO

Dans le numéro 441 du mois d'Août à la page 29, à la 14^e ligne de la colonne de droite, on doit lire «Le plateau central étant tributaire de C₁ et R₂» et non C₁ et C₂.

Dans le numéro 442 (septembre) une inversion a été commise à la figure 11 entre les indications «sortie» et «0V», la sortie s'effectue sur R₁₉.

A propos de l'article

Un réseau local pour vos ordinateurs (N° 442 sept)

Nos lecteurs voudront bien nous excuser d'une inversion entre deux programmes présentant certaines similitudes. Ces programmes sont ceux présentés aux figures 13 et 20.

CALENDRIER DES STAGES

RÉFÉRENCE	INTITULÉ DES STAGES	DATES DES STAGES	COÛT DU STAGE
E	ÉLECTRONIQUE GÉNÉRALE		
	E.10 Lois de l'électricité - Les mesures en électronique - Utilisation de l'oscilloscope	du 21/01/85 au 25/01/85	2 650 F HT
	E.11 Utilisation des résistances, des condensateurs et des selfs - La diode et ses appl. - La diode Zéner	du 18/02/85 au 22/02/85	2 650 F HT
	E.12 L'amplification à transistor (montages de base)	du 18/03/85 au 22/03/85	2 650 F HT
	E.13 U.J.T.-F.E.T. - Thyristors	du 22/04/85 au 26/04/85	2 650 F HT
	E.20 Rappels sur l'amplification à transistors - Montages particuliers	du 23/09/85 au 27/09/85	2 650 F HT
	E.21 Amplificateur opérationnel et ses applications	du 21/10/85 au 25/10/85	2 650 F HT
	E.22 Commutation - Générateurs de signaux	du 18/11/85 au 22/11/85	2 650 F HT
	E.23 Les alimentations	du 16/12/85 au 20/12/85	2 650 F HT
J	MICROINFORMATIQUE		
	J.1 Circuits intégrés de la microinformatique - Microprogrammation	du 14/01/85 au 18/01/85	3 650 F HT
	J.2 Étude et programmation d'un microprocesseur 8 bits	du 18/02/85 au 22/02/85	3 650 F HT
	J.3 Les interfaces des microprocesseurs (Microprocesseur 6502)	du 22/04/85 au 26/04/85	3 650 F HT
	J.4 Microinformatique industrielle	du 20/05/85 au 24/05/85	3 650 F HT
	J.5 Les microprocesseurs 16 bits	du 24/06/85 au 28/06/85	3 650 F HT
L	FONCTIONS LOGIQUES ET AUTOMATES		
	L.10 Les fonctions logiques combinatoires	du 28/01/85 au 01/02/85	2 650 F HT
	L.11 Les fonctions logiques séquentielles synchrones	du 25/02/85 au 01/03/85	2 650 F HT
	L.12 Les automates programmables (1 ^{re} partie)	du 15/04/85 au 19/04/85	2 650 F HT
	L.13 Les automates programmables (2 ^e Partie)	du 10/06/85 au 14/06/85	2 650 F HT
M	LA LOGIQUE ET SA MAINTENANCE		
	M.10 Étude et maintenance en Logique Combinatoire - Optoélectronique - Convertisseur A/N et N/A	du 20/05/85 au 24/05/85	2 800 F HT
	M.11 Étude et maintenance des circuits - Logique séquentielle	du 24/06/85 au 28/06/85	2 800 F HT
	M.12 Aide à la maintenance des systèmes à microprocesseurs	du 07/10/85 au 11/10/85	2 800 F HT
O	O.1 INITIATION A L'UTILISATION D'UN SYSTÈME MICROINFORMATIQUE	les 14 - 21 - 28 janv. 85 les 11 - 18 - 25 mars 85	2 000 F HT 2 000 F HT
PR	LOGICIEL EN MICROINFORMATIQUE		
	PR.1 Le développement logiciel pour processus industriel	du 18/03/85 au 22/03/85	3 650 F HT
	PR.2 L'instrumentation programmable : Norme IEEE 488	du 03/06/85 au 07/06/85	5 000 F HT